

H. DORNHEIM

Über die Regelung von Stromrichter-Reversierantrieben

DK 621.314.5

Man unterscheidet zwei Gruppen von Stromrichterschaltungen für Reversierantriebe:

- 1) Mehrgefäßschaltungen (Kreuz- und Antiparallelschaltung)
- 2) Eingefäßschaltungen (Ankerkreisumschaltung und Feldumkehrschaltung)

Den Mehrgefäßschaltungen ist gemeinsam, daß je ein Mehranoden-Stromrichtergefäß beziehungsweise eine Gruppe von sechs Einanodengefäßen für jede Drehrichtung des Reversiermotors erforderlich ist. Es arbeitet während des Betriebes stets die eine Seite als Gleichrichter, während die andere Seite als Wechselrichter in Bereitschaft steht und stromlos ist (Bild 1).

Dagegen erfordern die Eingefäßschaltungen nur einen Mehranoden-Stromrichter. Da eine Stromumkehr in einem Stromrichter physikalisch nicht möglich ist, muß für eine Drehrichtungsumkehr entweder der Anker oder das Feld des Motors umgepolt werden (Bild 2).

Vom betrieblichen und regeltechnischen Standpunkt gesehen, weisen Mehrgefäßschaltungen gegenüber Eingefäßschaltungen zwar den Vorzug kürzerer Reversierzeiten, dauernder Kraftschlüssigkeit, größerer Betriebssicherheit und geringeren Aufwandes an Regelungs- und Überwachungsgliedern auf, sie werden aber infolge der schlechten Ausnutzung der Gefäße und deren doppelten Anzahl wesentlich teurer als Eingefäßschaltungen. Dabei ist die Antiparallelschaltung bei sonst gleichen elektrischen Eigenschaften billiger als die Kreuzschaltung, da letztere einen sehr großen — weil schlecht ausgenützten — Transformator erfordert, wogegen die Antiparallelschaltung

mit einem einfachen Sechssphasentransformator auskommt. Die Antiparallelschaltung kann als die eleganteste Schaltung für Stromrichterreversierung angesehen werden; sie findet bevorzugt in Reversierwalzwerken und Förderanlagen Anwendung, wo sie in bezug auf kürzeste Reversierzeiten und Betriebssicherheit den Eingefäßschaltungen überlegen ist.

Eingefäßschaltungen benötigen einen größeren Aufwand an Regel- und Überwachungseinrichtungen, sind aber billiger als Mehrgefäßschaltungen. Durch die Anwendung moderner Regeltechnik haben sowohl die Ankerkreisumschaltung als auch die Feldumkehrschaltung einen außerordentlich hohen Entwicklungsstand erreicht, so daß sie den Mehrgefäßschaltungen bezüglich Reversierzeit nur wenig nachstehen und infolge des geringeren Kostenaufwandes vielfach in Walzwerken und zum Antrieb großer Werkzeugmaschinen eingesetzt werden.

Die Steuer- und Regeleinrichtungen beschränken sich bei den Mehrgefäßschaltungen auf Strombegrenzung, Spannungs- und Drehzahlkonstanthaltung. Die Regelabweichung wird durch Soll-Istwert-Vergleich gebildet und zum Teil über Verstärker dem Stellglied zugeführt. Als Stellglied dient eine Gittersteuerapparat, für welche in modernen Stromrichteranlagen nur noch Impulssteuerungen in Frage kommen. Die Drehrichtungsumkehr wird mittels Auslenkung eines Steuerknüppels durch die Bedienungsperson vorgenommen. Dabei werden die Gittersteuerimpulse und damit die Aussteuerung des Stromrichters über Drehregler oder durch Vormagnetisierung der Eisendrossel einer Phasenschwenkeinrichtung vom Gleich- in

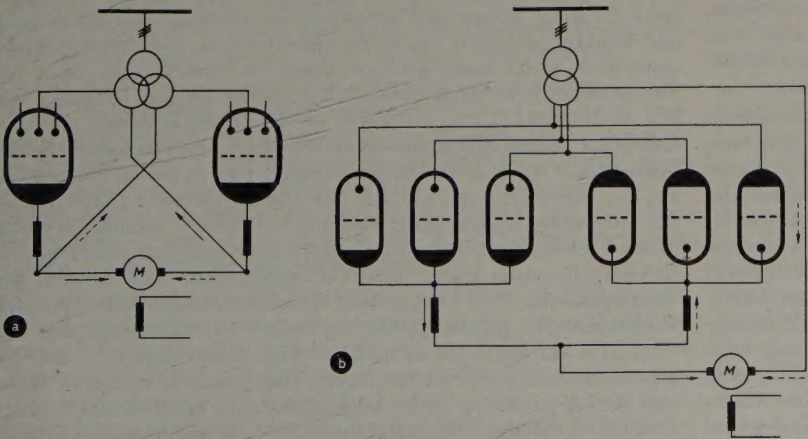


Bild 1. Mehrgefäßschaltungen. a) Kreuzschaltung, b) Antiparallelschaltung

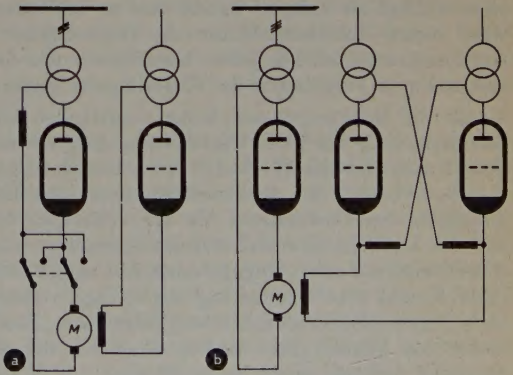


Bild 2. Eingefäßschaltungen. a) Ankerkreisumschaltung mit Polwendeschalter, b) Feldumkehrschaltung mit antiparallelen Gleichrichtern im Feld

den Wechselrichterbereich verschoben. Eine Überwachung braucht lediglich durch einen Schutzimpuls zu erfolgen, der das Kippen im Wechselrichterbereich verhindert.

Wesentlich schwierigere Regelprobleme werfen jedoch die Eingefäßschaltungen auf, da der Umschaltvorgang sowohl im Anker als im Feld nicht so einfach erfolgen kann wie eine Umsteuerung vom Gleich- in den Wechselrichterbereich oder umgekehrt. Über die dabei auftretenden Probleme und ihre Lösung soll in den folgenden Abschnitten gesprochen werden.

1. Die Ankerkreisumschaltung

Der Reversiermotor verlangt ein wechselndes Drehmoment, was durch Stromrichtungswechsel im Anker oder Feld des Motors erreicht wird. Bei der Ankerkreisumschaltung erfolgt die Umkehrung durch den zwischen Stromrichter und Motor geschalteten Polwendschalter (Bild 2a).

Da es nicht möglich ist, Gleichstromschalter für die Abschaltung von mehreren tausend Ampere bei einer Schalthäufigkeit von mehr als

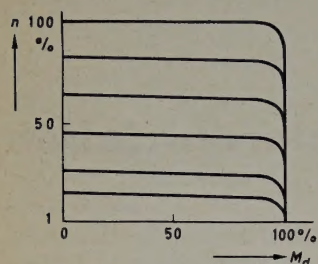
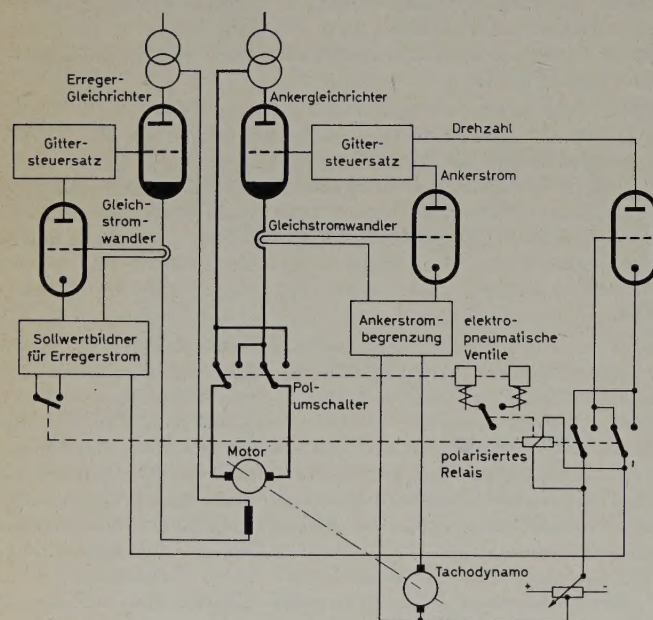


Bild 3. Drehzahlkennlinien eines Antriebs mit Ankerstrombegrenzung

Bild 4. Blockschaltbild einer Umkehrsteuerung mit Polwendschalter



einer Million im Jahr zu bauen, wie sie in Walzwerken auftreten, wird dieser Polwendschalter als Trennschalter ausgeführt, also stromlos geschaltet. Vor jedem Umschalten muß deshalb der Stromrichter durch Verschieben der Gitterimpulse gesperrt werden.

Damit die Schwungmassen keine unerträglich lange Reversierzeit bewirken, muß vor jeder Umschaltung generatorisch gebremst werden. Dafür, und um überhaupt ein schnelles Folgen des Motors auf die Steuerbefehle zu gewährleisten, muß zum Beschleunigen oder Verzögern der Ankerstrom bis zur zulässigen Grenze ausgenutzt werden. Dazu ist eine Ankerstrombegrenzung erforderlich, die den Ankerstrom auf einen vorgegebenen, fest eingestellten Wert begrenzt (Bild 3) und eine Überlastung der Anlage verhindert. Die Ankerstrombegrenzung kann fest oder gleitend sein. Das zweite Verfahren bietet den Vorteil eines sanften Einsatzes der Verzögerung beim Bremsen und ist auch beim Arbeiten im Wechselrichterbereich günstiger, doch erfordert es eine zusätzliche Einrichtung. Die Ankerstrombegrenzung kann weiterhin den verschiedensten Forderungen angepaßt werden. Man kann sie beispielsweise als sogenannte Be-

schleunigungsbegrenzung anwenden, deren Aufgabe darin besteht, daß beim Hochfahren unter Last die Summe aus Laststrom und Beschleunigungsstrom immer unterhalb des Abschaltstroms des Schalters bleibt, daß andererseits aber bei erzwungenem Stillstand des Motors, etwa bei blockierten Walzen, der Ankerstrom nicht auf einem Wert unterhalb des Auslösestroms des Schalters stehenbleibt. Ein Nichtauslösen des Schalters würde bewirken, daß ein Mehrfaches des Motornennstroms über den stillstehenden Kollektor fließt.

Schließlich ist es für die Kommutierung vorteilhaft, daß der Ankerstrom im äußersten Feldschwächbereich herabgesetzt wird, was nach einem von der Drehzahl abhängigen Programm geschieht.

Das Blockschaltbild einer Umkehrsteuerung mit Polwendschalter zeigt Bild 4. Damit sich ein großer Drehzahlbereich ergibt, wird über die Grunddrehzahl hinaus auch im Feldschwächbereich gearbeitet. Die Drehzahlregelung erfolgt auch hier über Stromrichter, die für eine wesentlich niedrigere Leistung als die Ankerstromrichter zu bemessen sind. Bei kleineren Leistungen können hierzu auch Magnetverstärker Anwendung finden.

Eine Umsteuerung erfolgt, grob gesehen, auf folgende Weise: Nach Erteilen des Umsteuerbefehls wird zunächst durch Verschiebung der Gittersteuerimpulse der Hauptgleichrichter gesperrt, anschließend der Polwendschalter stromlos umgeschaltet und sodann der Ankerstromrichter wieder freigegeben. Der Strombegrenzungsregler sorgt dafür, daß der Reversiervorgang mit dem eingestellten zulässigen Strom erfolgt (bei großen Walzmotoren 3facher Nennstrom) und Überbeanspruchungen vermieden werden. Nach dem Umschalten bleibt zunächst die Spannung konstant, der Stromrichter arbeitet als Wechselrichter und liefert die frei werdende Bremsenergie ins Drehstromnetz (Generatorbremsung). Die Drehzahl sinkt in dem Maße, in dem die Erregung des Motors gesteigert wird. Nach dem Aufbau des vollen Erregerfeldes wird die Ankerspannung auf Null verringert und anschließend in entgegengesetzter Richtung wieder aufgebaut. Jetzt entnimmt der Gleichrichter Energie aus dem Drehstromnetz und führt sie dem Motor zu. Nach Erreichen der vollen Ankerspannung wird das Feld geschwächt.

Die gesamte Reversierzeit des Antriebs setzt sich aus der eigentlichen Reversierzeit und der Totzeit zusammen. Die Reversierzeit T_r eines Motors von der Grunddrehzahl $n_g(+)$ auf die Grunddrehzahl $n_g(-)$ bei Bremsung und anschließender Beschleunigung mit dem Nennmoment folgt aus

$$T_r = \frac{GD^2 \omega_g}{4gN_n} \int_{-\omega_g}^{+\omega_g} d\omega = \frac{2GD^2 \omega_g^2}{4gN_n}$$

Hierin bedeuten GD^2 das Schwungmoment, N_n die Nennleistung des Motors und ω_g die Winkelbeschleunigung bei der Grunddrehzahl n_g .

Die Totzeit ist die Zeit vom Augenblick des Umschaltkommandos bis zur Freigabe des Stromrichters als Wechselrichter (0,2...0,3 s); während dieser Zeit steht der Motor nicht unter Kontrolle (keine „Kraftschlüssigkeit“).

Als weiteres Problem des Umkehrantriebs mit Polwendschalter muß noch die Ankerspannungsbegrenzung erwähnt werden. Sie arbeitet ähnlich wie die Strombegrenzung, wirkt jedoch auf den Feldgleichrichter und verhindert, daß der Erregerstrom zu groß wird. Im Moment des Umschaltens des Polwenders hat der Erregerstrom nämlich keine Führung seitens der normalerweise arbeitenden Regler mehr und könnte, besonders im Feldschwächbereich, willkürliche Werte annehmen. Steigt beim Herunterfahren im Feldschwächbereich der Erregerstrom beziehungsweise -fluß schneller als die Drehzahl des Motors abnimmt, dann kann sich die Motor-EMK derart erhöhen, daß sie der während des Bremsens als Wechselrichter arbeitende Gleichrichter nicht mehr aufzunehmen vermag, was zu einem Kurzschluß auf der Wechselstrom- wie auf der Gleichstromseite führt. Durch die Ankerspannungsregelung wird dies verhindert. Schließlich bietet dieses Verfahren auch die Möglichkeit einer sauberen Ablösung des Ankerregelbereichs durch den Feldregelbereich. Der Istwert der Ankerspannung wird hierbei über Gleichspannungswandler auf den Feldstromregler gegeben (Bild 4). Steigt die Ankerspannung von etwa 97% auf 100% an, so wird das Feld vom vollen Wert auf den größten Feldschwächwert verringert. Damit wird in einfacher Weise eine genaue Ablösung beider Drehzahlbereiche erreicht und zugleich verhindert, daß der Polwendschalter auf Last schaltet und vielleicht einen Wechselrichterkurzschluß hervorruft.

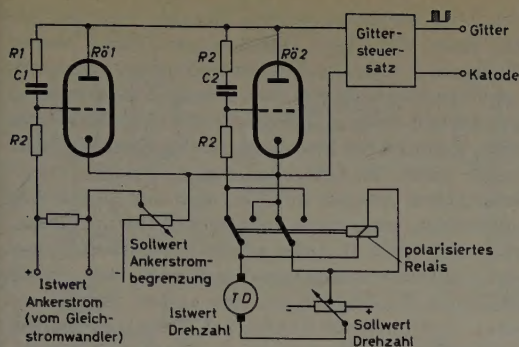


Bild 5. Prinzipschaltbild der Umkehrsteuerung mit Drehrichtungsentscheid durch Soll-Istwert-Vergleich über ein polarisiertes Relais ($R1, R2, C1 = \text{Dämpfung}$)

Für generatorisches Bremsen — nicht nur zur Reversierung, sondern auch zur Drehzahlverminderung — ist eine Umschaltung der Ankerzuleitungen mit dem Polwendeschalter erforderlich, da ein Stromfluß in umgekehrter Richtung im Gleichrichter physikalisch nicht möglich ist. Ist nur eine Drehzahlverminderung befohlen, so muß der Regler den Bremsvorgang bei Erreichen der verlangten Drehzahl beenden. Dazu muß der Polwendeschalter seine ursprüngliche Stellung (stromlos umschaltend) wieder einnehmen. Bei Drehzahlverminderung muß also der Polumschalter zweimal schalten, hingegen wird er beim Reversieren nur einmal betätigt, da er nach Abbremsen auf Stillstand in der richtigen Stellung steht, um den Motor in umgekehrter Drehrichtung wieder hochlaufen zu lassen.

Ist nur eine geringe Herabsetzung der Drehzahl erforderlich, so genügt es, an Stelle des generatorischen Bremsens den Ankerstromrichter etwas herabzusteuern. Die Entscheidung, ob eine Umsteuerung notwendig ist, und deren Durchführung erfolgen durch ein besonderes Regelverfahren, die Ankerkreis-Selbstumschaltung, selbsttätig. Als Kriterium für eine Umschaltung wird die Soll-Istwert-Differenz benutzt. Der Istwert der Drehzahl wird durch einen Tachodynamo kontrolliert, der mit der Welle des Motors gekuppelt oder ganz im Motor untergebracht ist. Wenn die Soll-Istwert-Differenz ihr Vorzeichen umkehrt, wird ein polarisiertes Relais gesteuert, das auf die Umkehr anspricht und die Umschaltung des Polwenders bewirkt (Bild 5).

Durch Betätigen des Steuerhebels verstellt die Bedienungsperson ein Potentiometer, das einen Bereich von positiven bis negativen Werten bestreichen kann. Bei kleineren Abweichungen Soll-Istwert wird zunächst lediglich durch Verschiebung der Gitterimpulse durch den Regler gebremst oder beschleunigt, ohne daß eine Umschaltung erforderlich wäre. Wird die Auslenkung plötzlich größer und überschreitet die Soll-Istwert-Differenz den kritischen Wert, so erfolgt durch die Umpolung des Relais der bereits beschriebene Umschaltvorgang.

Dabei werden zur Sicherstellung der stromlosen Umschaltung einmal die Zündimpulse in den Wechselrichterbereich verstellt und damit die Stromrichterspannung zurückgenommen und eine Gegenspannung eingefügt, außerdem wird eine unmittelbare Messung des Ankerstroms vorgenommen und das Umschaltkommando gesperrt, solange noch ein Ankerstrom fließt.

Eine Verbesserung der komplizierten Einrichtung brachte der Fortfall des Ankerspannungsreglers, der durch eine kontaktlose Einrichtung ersetzt wurde. Das Gerät besteht im wesentlichen aus einem Magnetverstärker mit gesättigtem hochpermeablem Eisen. Aufgabe des Geräts ist eine leichte Anpassung der Erregerstrom-Sollwertkurve an den Motor, die von Motor zu Motor verschieden ist.

Damit behält der Erregerstrom innerhalb des Ankerregelbereichs seinen Maximalwert und wird dann im Feldschwächbereich nach einer hyperbelähnlichen Funktion herabgesteuert. Durch geeignete Einstellung von Vormagnetisierung und Hilfsspannungen sowie durch besondere Auslegung des Kerns kann praktisch jeder gewünschte Kurvenverlauf eingestellt werden. Die Einrichtung wird von dem Tachodynamo gesteuert und gibt für die Erregerstromregelung jeweils den zu der Drehzahl passenden Sollwert vor.

Um eine genügend schnelle Verstellung des Feldes im Feldschwächbereich zu erhalten, werden Schnellerregung und Schnellentregung angewandt. Andernfalls würde der Reversiervorgang infolge der Trägheit des Feldes (Feldaufbauzeit bei großen Walzmotoren etwa 15 s) zu langsam vor sich gehen. Der Feldregler regelt auf konstanten Erregerstrom. Die dabei auftretenden Probleme werden im folgenden Abschnitt besprochen.

Den Drehmomentverlauf während der Regelung zeigt Bild 6. Im Bild 7 ist das Oszillogramm eines Regelvorgangs im Ankerbereich wiedergegeben. Durch Umlegen des Steuerhebels wurde der Befehl zum Umsteuern erteilt. Der Regler sperrt über den Gittersteuersatz den Stromrichter, die Stromrichterspannung verschwindet, der Anker ist stromlos und die Umschaltung kann erfolgen. Nach beendeter Umschaltung wird der Anker wieder freigegeben. Jetzt wird im Wechselrichterbereich gebremst, dabei verringert sich die Ankerspannung, sie geht kontinuierlich durch Null, und anschließend läuft der Motor in Gegenrichtung hoch. Der Ankerstromrichter arbeitet wieder als Gleichrichter. Während des ganzen Vorgangs blieb der Ankerstrom konstant auf dem durch die Begrenzung vorgegebenen Wert stehen. Der Feldstrom bleibt im Ankerregelbereich konstant. Das Reversieren erfolgt mit dem maximal für den Motor zulässigen Moment in der für den Antrieb kürzestmöglichen Zeit.

Das Oszillogramm eines Reversiervorganges aus dem Feldschwächbereich bei einer Ankerkreisumschaltung zeigt Bild 8. Der Polwendevorgang erfolgt in der gleichen Weise wie oben beschrieben, die Höhe des Erregerstromes entspricht der hohen Drehzahl. Das Abbremsen des Motors setzt zunächst bei annähernd konstanter Wechselrichter-Gegenspannung und sich allmählich verstärkendem Erregerstrom ein. Trotz Absinkens der Drehzahl bleibt die Ankerspannung etwa erhalten, da der von dem Tachodynamo gesteuerte Erregerstrom verstärkt wird. Erst nach Aufbau des vollen Erregerfeldes geht die Ankerspannung zurück und kehrt ihre Richtung um, wodurch der Motor in der neuen Drehrichtung beschleunigt wird. Die Feldschwä-

Bild 6. Drehmomentverlauf bei der Polwenderschaltung

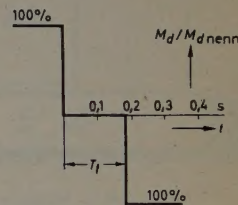


Bild 7. Oszillogramm eines Regelvorgangs mit Polwender bei Reversieren im Ankerregelbereich ($n = \text{Drehzahl}$, $U_{gl} = \text{Gleichspannung}$, $U_A = \text{Ankerspannung}$, $I_A = \text{Ankerstrom}$, $I_{err} = \text{Erregerstrom}$)

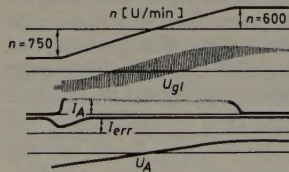
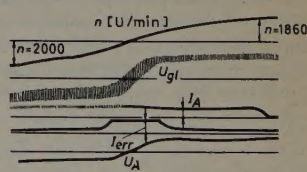


Bild 8. Oszillogramm eines Regelvorganges aus dem Feldschwächbereich



chung setzt selbsttätig bei Erreichen der vollen Ankerspannung ein. Die am Sollwertgeber eingestellte Drehzahl wird durch Verkleinern des Erregerstroms bis zum Erreichen des eingestellten Wertes erhalten. Die Ankerstrombegrenzung sorgt auch hier dafür, daß der Ankerstrom unabhängig von allen Vorgängen im Anker- und Feldkreis konstant auf dem eingestellten Wert bleibt.

Diese kurze Beschreibung der wichtigsten Probleme der Stromrichter-reversierung mit Polwendeschalter läßt bereits erkennen, daß diese Methode einen recht großen Aufwand an Regel- und Überwachungseinrichtungen erfordert und daß eine Reihe komplizierter Regelprobleme vorliegt. Je komplizierter eine Regelanlage ist, um so größer ist aber ihre Störanfälligkeit, und vor allem wird ihr Preis wesentlich höher.

Der Preis ist nicht nur durch den höheren Aufwand an Regelgliedern bedingt, sondern vor allem auch durch die längeren Zeiten, die zum Abgleichen und Einstellen erforderlich sind, sowie der von Zeit zu Zeit vorzunehmenden Justierarbeiten. Vor allem aber steht die Verwendung eines Polwendeschalters dem allgemeinen Zug nach kontaktlosen Schaltgliedern entgegen. Obgleich der Polwendeschalter eine hohe Betriebssicherheit aufweist und obgleich man eine kontaktlose Regeleinrichtung entwickelt hat, war man bemüht, ihn zu eliminieren und durch eine völlig kontaktlose Einrichtung zu ersetzen. Dieses Bestreben führte zur Entwicklung der Feldumkehrsteuerung, die wieder ganz spezielle Regelprobleme aufwirft und durch Anwendung moderner regeltechnischer Mittel gleichfalls einen außerordentlich hohen Entwicklungsstand erreicht hat.

2. Die Feldumkehrsteuerung

Die zweite Möglichkeit der Drehmomentumkehr eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors besteht in der Umkehrung des Feldes.

Die Erregung von großen Gleichstrommotoren baut sich sehr langsam auf (Zeitkonstante 3...4,5 s). Man ist daher gezwungen, durch besondere Maßnahmen eine möglichst kleine Zeitkonstante zu erzielen. Das geschieht erstens durch Stoßerregung; dabei muß der Feldgleichrichter so ausgelegt sein, daß er ein Mehrfaches des Erregerstroms zu liefern vermag und ein Mehrfaches der Spannung an die

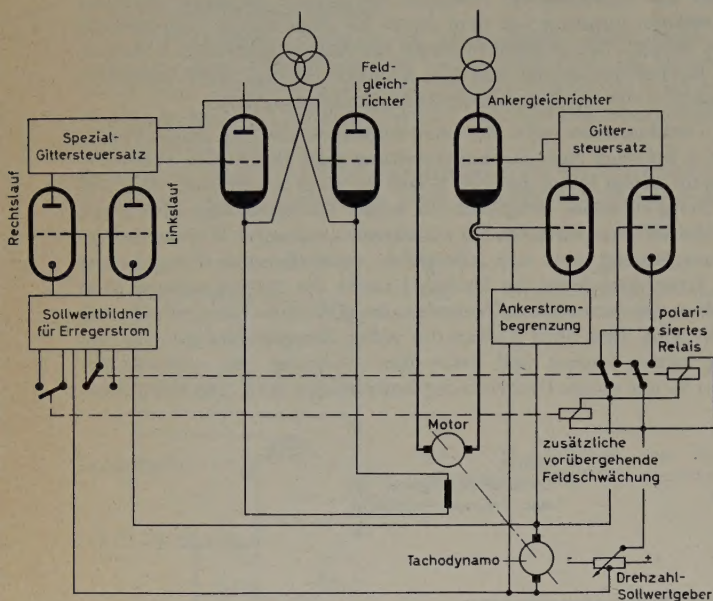


Bild 9. Blockschaltbild einer Umkehrsteuerung mit Kreuzschaltung im Feldkreis (Feldreversierung)

Feldwicklung legt. Eine weitere Maßnahme konstruktiver Art besteht darin, daß das Magnetgestell nicht wie üblich aus massivem Stahlguß hergestellt, sondern geblättert wird. Bei Maschinen mit ganz geblechten Jochen sind Erregerstrom und -fluß praktisch in Phase, dagegen hinkt bei massivem Stahlguß-Magnetgestell der Fluß als Folge von Wirbelströmen nach, wodurch die große Erregungszeitkonstante entsteht. Durch diese Maßnahmen in Verbindung mit modernen regeltechnischen Methoden erreicht man heute bei der Feldumkehrsteuerung Reversierzeiten von der gleichen Größenordnung wie bei der Ankerkreisumschaltung mit Polwendeschalter, was man noch vor wenigen Jahren für unmöglich hielt (Feldumkehr in weniger als 1 s). Das Blockschaltbild einer Feldumkehrsteuerung mit Kreuzschaltung im Feld des Reversiermotors zeigt Bild 9. Der Istwert für die Strombegrenzung wird wiederum über einen Gleichstromwandler gebildet.

Die Differenz des Soll-Istwertes wird auf die zugehörige Steuervorstufe des Gittersteuersatzes gegeben, die Ankerstrombegrenzung erhält ihr Programm von dem Tachodynamo. Die Feldgleichrichter in Kreuzschaltung werden über einen Spezialregelsatz so gesteuert, daß der für die jeweilige Drehrichtung und Drehzahl notwendige Motor-Erregerstrom abgegeben wird. Durch ein polarisiertes Relais wird die Richtung des Erregerstroms in der Feldwicklung bestimmt. Der Übergang von der einen in die andere Richtung wird mittels Stoßerregung in kürzestmöglicher Zeit vorgenommen. Der nach dem Umpolen zu erreichende Endwert der Erregung wird von dem Tachodynamo über den Sollwertbildner vorgegeben und ist nur vom Drehzahlzustand des Antriebs abhängig.

Die Feldreversierschaltung kann in Anlehnung an das bei der Polwendeschaltung besprochene Prinzip einer Soll-Istwert-Umschaltung

über ein polarisiertes Relais aufgebaut werden. Bei einer notwendigen Drehmomentumkehr dreht sich diese Differenz um. Damit weiter ein Ankerstrom fließt, muß die von dem Tachodynamo gesteuerte Regelröhre in der gleichen Richtung wie vorher angesteuert werden. Das geschieht, indem die Soll-Istwert-Differenz durch ein polarisiertes Relais umgepolt wird, wodurch die Spannung an der Röhre im gleichen Sinne wie vorher wirkt, die Gittersteuerimpulse nach „vorn“ verschiebt und wieder Strom gezogen wird. Es muß sich gleichzeitig die Feldrichtung umkehren, wozu zwei Feldgleichrichter in Kreuzschaltung erforderlich sind (Bild 9). Diese beiden Gleichrichter werden über eine Spezial-Gittersteuerung derart gesteuert, daß jeweils der eine Gleichrichter im Wechselrichter-, der andere im Gleichrichterbetrieb arbeitet, was durch die Kontakte $K2$ des polarisierten Relais bestimmt wird (Bild 10). Es soll ein Betriebspunkt herausgegriffen werden, in dem die Röhre $Rö2$ kurzgeschlossen ist, und es soll ein Gittersteuersatz vorhanden sein, bei dem ein solcher veränderlicher Parallelwiderstand ($Rö2$) bei Kurzschluß die Impulse in den Wechselrichterbereich verschiebt (z. B. Gittersteuereinrichtung mit Rücklauf-Magnetverstärker). Dann befindet sich in dem herausgegriffenen Zeitpunkt der zu $Rö2$ gehörige Gleichrichter im Wechselrichterbetrieb. Der andere Gleichrichter wird hingegen durch den Sollwert an dem Potentiometer $R2$ im Gleichrichterbereich angesteuert; durch den Istwert wird die Aussteuerung der Röhre gerade so weit getrieben, daß der erforderliche Feldstrom geliefert wird.

Wird Bremsung befohlen, so schlägt das polarisierte Relais um. Durch einen verlängerten Kontakt $K1$ werden beide Gleichrichter vorübergehend aus Sicherheitsgründen gleichzeitig im Wechselrichterbereich angesteuert, danach wird der bisher im Wechselrichterbereich in Bereitschaft stehende Gleichrichter angesteuert und regelt den eingestellten Strom ein. Zur Verkürzung der Feldumkehrzeit wird hierbei Stoßerregung angewandt. Der Ankerregler muß während dieses Vorgangs so lange gesperrt bleiben, bis der Feldstrom zu Null geworden ist. Bei einer vorherigen Freigabe des Ankerreglers würde aus Feld- und Ankerstrom ein Moment resultieren, welches den Motor beschleunigt, anstatt zu bremsen, die Drehzahl würde sich also zunächst einmal erhöhen und damit in der falschen Richtung bewegen. Das wird durch das „Ausblend“-Relais AR verhindert. Beim Umschalten des polarisierten Relais wird ein Wischkontakt $K2$ betätigt, der das Relais AR zum Ansprechen bringt. Der Abfall des Relais kann durch einen Parallelkondensator verzögert werden, es schließt mit seinem Kontakt $K3$ den Ankerregler für eine einstellbare Zeit kurz und erreicht damit eine Unterbrechung des Ankerstroms. Auch hier ist für die Aussteuerung des Motors im Feldschwächbereich eine Ankerspannungsregelung erforderlich, oder, wenn man diese zusätzliche Einrichtung einsparen will, muß der Feldstrom in Abhängigkeit von der Drehzahl vorgegeben werden. In einem zusätzlichen Steuerkreis wird der Sollwert für den Feldstrom gebildet. Das geschieht nach der im Bild 10 dargestellten Schaltung durch einen Wälzsektorregler. Die gleichgerichtete Tachodynamospannung wird auf das Meßsystem des Wälzsektorreglers gegeben, der so eingestellt werden kann, daß er anfängt zu laufen, wenn der Tachodynamo eine Spannung abgibt, die der Grunddrehzahl entspricht. Bei allen höheren Drehzahlen steht der Wälzsektorregler in einer der jeweiligen Drehzahl entsprechenden bestimmten Stellung. Der Widerstand $R3$

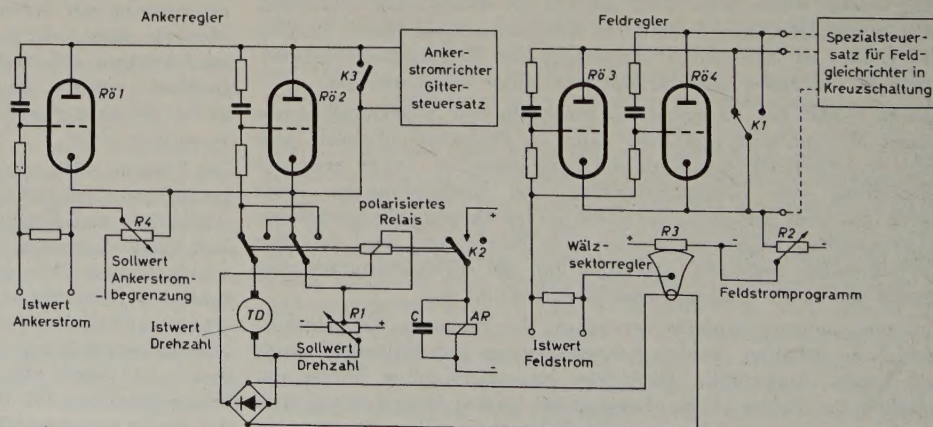


Bild 10. Prinzipschaltbild einer Regeleinrichtung für Feldreversierung. Drehrichtungsentscheid durch Soll-Istwert-Vergleich, Umschaltung über polarisiertes Relais

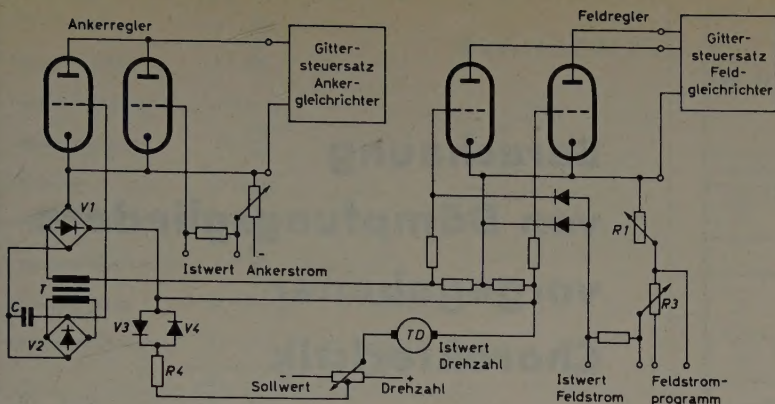


Bild 11. Prinzipschaltbild einer kontaktlosen Regeleinrichtung für Feldreversierung

kann so gestellt werden, daß die gewünschte Drehzahl-Ankerspannungscharakteristik erhalten wird. Die Differenz der an $R3$ abgegriffenen Spannung und der Sollwert für maximalen Feldstrom dienen als Sollwert für die Feldstromregelung.

Eine Weiterentwicklung der Feldreversierung geht gänzlich von beweglichen Kontakten ab. Das polarisierte Relais für den Drehrichtungsentscheid ist durch eine kontaktlose Einrichtung ersetzt worden. Zur Erzeugung des Feldstromprogramms wird ein Magnetverstärker benutzt, wie oben bereits beschrieben. Durch geeignete Auslegung des Eisenkerns und Vormagnetisierung läßt sich die abgegebene Spannung in Abhängigkeit vom Tachodynamo so beeinflussen, daß sie sich beliebig einem vorgeschriebenen Verlauf nähert. Außerdem wird eine Zusatzfeldschwächung durch den Magnetverstärker eingeführt, und zwar durch eine Gegenmagnetisierung, die den Punkt, an dem das Feldschwächprogramm einsetzt, etwas in Richtung kleinerer Drehzahl verschiebt. Damit wird vermieden, daß der gegen den Sollwert nachhinkende Fluß zu groß wird und sich eine zu hohe Ankerspannung an der Maschine ergibt.

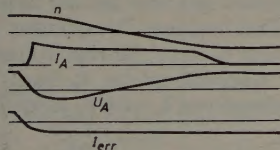


Bild 12. Oszillogramm eines Reversierungsvorgangs bei Feldreversierung innerhalb der Grunddrehzahl

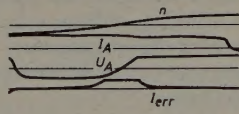


Bild 13. Oszillogramm eines Reversierungsvorgangs bei Feldreversierung aus dem Feldschwächbereich

Bild 11 zeigt das Prinzip eines solchen Reglers. Die Soll-Istwert-Differenz liegt an einem Trockengleichrichter $V1$, die am Gitter der Röhre liegende Spannung ist immer negativ. Die Röhren für die Feldgleichrichter werden in Abhängigkeit von dem Vorzeichen der Soll-Istwert-Differenz angesteuert und geben den jeweiligen Gleichrichter frei. Die Soll-Istwert-Differenz wird auf zwei in Reihe geschaltete Widerstände gegeben, deren Mittelpunkt mit den Kathoden der Röhren verbunden ist. Je nach dem Vorzeichen der anliegenden Spannung wird die eine oder die andere Röhre leitend — jeweils diejenige, deren Gitter positiv beaufschlagt ist. Nach obigem soll der Gittersteuersatz sperren, wenn der Parallelwiderstand, der hier durch eine Röhre dargestellt ist, verkleinert wird (Röhre leitend). Der der gesperrten Röhre (Gitter negativ beaufschlagt) zugeordnete Gleichrichter hingegen wird angesteuert: Es beginnt Feldstrom zu fließen. Hat dieser den eingestellten Sollwert erreicht, so wird die andere Röhre leitend, die Gittersteuerimpulse werden wieder zurückgeholt. Danach wird auf den an $R1$ eingestellten Feldstrom-Sollwert geregelt, der außerdem noch durch das Feldstromprogramm (an $R3$ abgegriffene Spannung) beeinflusst wird. Die Ausblendung des Ankerstroms erfolgt hierbei durch einen Ringkern T (Bild 11), der eine Spannung abgibt, wenn der aufgezwungene Strom durch Null geht, wenn also die Soll-Istwert-Differenz ihr Vorzeichen umkehrt. Die dann abgegebene Spannung wird von dem Ventil $V2$ gleichgerichtet, so daß an das Gitter der Röhre eine positive Spannung gelangt. Damit wird der betreffende Feldgleichrichter gesperrt. Mit dem Kondensator kann die Zeitdauer dieser Spannung eingestellt werden.

Im Bild 12 ist das Oszillogramm eines Reversierungsvorgangs innerhalb des Grunddrehzahlbereichs dargestellt. Im Moment des Steuerbefehls durch Verstellen des Sollwertgebers beginnt die Umkehr des Erregerstroms, gleichzeitig wird der Ankerregler gesperrt, der Leerlaufstrom verschwindet. Bild 13 zeigt das Oszillogramm eines Umsteuervorgangs aus dem Feldschwächbereich; gegenüber dem Oszillogramm Bild 12 gehen die Vorgänge lediglich bei geschwächtem Feld vor sich.

Damit wurden auch die wichtigsten Regelprobleme der Feldreversiersteuerung angeführt und zwei Lösungen beschrieben. Der Aufwand ist bei dieser Methode etwa der gleiche wie bei der Polwendeschaltung, doch fällt der Polwendeschalter weg, und die gesamte Anlage einschließlich der Regelapparaturen wird ohne jeden beweglichen Kontakt ausgeführt.

Schrifttum

- [1] Ludwig, E. H.: Neuere Entwicklungen auf dem Gebiete der stromrichter-gespeisten Großantriebe. VDE-Fachber. Bd. 18 (1954)
- [2] Förster, J.: Neues Verfahren zur Steuerung eines stromrichtergespeisten Umkehrantriebes. VDE-Fachber. Bd. 15 (1951)
- [3] Schirmer, H.: Gleichrichtergesteuerte Antriebe im Gebiet höherer Leistungen (aus Elektronische und magnetische Steuerungen und Regelungen in der Antriebstechnik). Berlin 1953, VDE-Verlag
- [4] Ludwig, E. H.: Die jüngste Entwicklung der Umkehrsteuerungen bis zur Feldreversierung. BBC-Nachr. Bd. 36 (1954) Nr. 3

(eingegangen am 10. Januar 1958)

T A G U N G E N

Electronic Components Conference

Vom 6. bis 8. Mai 1959 wird in Philadelphia, Pa., Benjamin-Franklin-Hotel, eine Tagung über elektronische Bauelemente durchgeführt. Veranstalter sind: IRE (Institute of Radio Engineers), EIA (Electronic Industries Association), AIEE (American Institute of Electrical Engineers) und WCEMA (West Coast Electronic Manufacturers Association). Vorträge werden in folgenden Fachgruppen gehalten: Einzelteile und ihre Anwendung in Raumfahrzeugen; Mikro-Miniaturisierung und das neue Bauelement „Mikro-Module“; Entwicklung von Materialien und ihre Anwendung bei Bauelementen; der Fehlermechanismus von Bauelementen; neue Techniken für elektrische Filter, Abstimmeelemente und Schalter; Transistoren, Dioden und Gleichrichter; Elektronenröhren-Geräte; Meß- und Steuerungsgeräte; Untersuchung über die Verbesserung von Bauelementen; neue Entwicklungen passiver Bauelemente; Bauelemente für militärische und industrielle Geräte sowie für Heimgeräte, Anwendungen in der Zukunft; Strahlungseffekte.

Anschrift der Tagungsleitung: Electronic Industries, Chestnut & 56th Sts., Philadelphia 39, Pa., USA.

Internationale Transistor-Tagung

Die radio- und fernmeldetechnische Sektion der IEE (Institution of Electrical Engineers) teilt mit, daß die von ihr veranstaltete internationale Tagung über Transistoren und Halbleiter einige Tage früher (als ursprünglich vorgesehen war) stattfindet. Der neue Termin ist: 21.—27. Mai 1959, London, Earl's Court.

Anschrift der Tagungsleitung: Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London W. C. 2.

Internationale Tagung „Schaltungs- und Informationstheorie“

Die Abteilungen Schaltungstheorie und Informationstheorie des Institute of Radio Engineers werden an der Universität von California in Los Angeles in der Zeit vom 16. bis 18. Juni 1959 eine internationale Konferenz abhalten. Auf der Tagungsordnung steht die Behandlung neuerer Fortschritte auf den Gebieten der Informations- und Schaltungstheorie. Für die Einreichung von Beiträgen werden als Themen empfohlen: Anwendungen der Linear-Graph-Theorie auf Fernmeldenetze und Stromkreise; Schaltkreise und Verschlüsselung (Kodizieren); Beschreibung und Aufbau von angepaßten Filtern (Stromkreise mit veränderlichen Charakteristiken); Kennzeichnung und optimaler Entwurf von nichtlinearen Filtern. Es können jedoch auch andere Themen behandelt werden. Der letzte Termin für die Einsendung einer ausführlichen Zusammenfassung (750 Wörter) von einzureichenden Berichten ist der 22. Dezember 1958.

Anschrift der Tagungsleitung: R. A. Epstein, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, USA.

Berechnung von Dämpfungsgliedern vorgegebener Charakteristik

DK 621.372.54

Bei der Entwicklung und Dimensionierung von hochlinearisierten Verstärkern für die einzelnen Übertragungssysteme der Weitverkehrstechnik wird es bei dem vielfach extrem hohen Grad der Gegenkopplung zur Vermeidung von Eigenschwingungen notwendig sein, in den Verstärkungsweg einige stabilisierende Netzwerke einzubauen, die in bestimmten Frequenzbereichen definiert dämpfen oder die Phase rückdrehen. Auch werden oft einfache entzerrende und verzerrende Netzwerke im Gegenkopplungsweg des Verstärkers benötigt, um gewünschte Frequenzgänge zu realisieren.

Für solche Anwendungsfälle sind für die einzelnen Dämpfungscharakteristiken duale Schaltungen angegeben und die Formeln für die Berechnung der Dämpfung b oder der Dämpfungsänderung Δb gegenüber der Grunddämpfung b_0 sowie des Phasenmaßes φ für die jeweils normierte Frequenz Ω oder η und H angegeben.

Die normierte Frequenz Ω oder η und H , die Grunddämpfung b_0 sowie die in den Formeln verwendeten Abkürzungen sind als definierte Kenngrößen vor jeder Tabelle angeführt.

Tab. I enthält Dämpfungsschaltungen mit nur einer komplexen Größe, entweder einer Induktivität oder einer Kapazität. Während in der einen Reihe mit 2 Widerständen nur eine bezogene Dämpfung, nämlich die Grunddämpfung b_0 , vorhanden ist, sind bei der Schaltung mit 3 Widerständen naturgemäß zwei bezogene Dämpfungen zu berücksichtigen, und zwar die Dämpfungen b_0 und b_1 für eine in einem bestimmten Frequenzgebiet von der Grunddämpfung b_0 nach b_1 fallende oder b_0 und b_2 für eine entsprechend von b_0 nach b_2 steigende Charakteristik.

In Tab. II sind Dämpfungsschaltungen mit einem jeweils bedämpften Reihen- oder Parallelschwingkreis im Längs- oder Querzweig angegeben. Bei den Kurvenscharen für die Dämpfungscharakteristiken ist das auf den Dämpfungswiderstand R_2 bezogene Widerstandsverhältnis r_2 als vergleichender Parameter eingeführt.

An zwei Beispielen soll die Anwendung der Tabellen für die Dimensionierung einer Schaltung mit jeweils vorgegebenen Dämpfungswerten und die Berechnung des entsprechenden Dämpfungs- und Phasenverlaufes der speziellen Schaltung gezeigt werden. Gewählt werden als Beispiele die dualen Schaltungen nach Tab. I b, 1 und Tab. II, 1.

Beispiel A. Schaltung nach Tab. I b, 1

Die Schaltung setzt sich aus 4 Schaltelementen zusammen. Es sind also zur Realisierung 4 Bestimmungsgleichungen notwendig. An die Schaltung müssen 4 unabhängige Forderungen geknüpft werden.

1) Die Grenzfrequenz f_g ($\Omega = 1$) soll $f_g = 10$ kHz sein.

$$\frac{R_3}{L} = 2\pi \cdot 10^4 \quad \frac{1}{CR_3} = 2\pi \cdot 10^4$$

2) Die Grunddämpfung b_0 soll sein

$$b_0 = 0,7 \text{ N} \quad b_0 = 1,4 \text{ N}$$

3) Für die Grenzdämpfung b_1 beziehungsweise b_2 soll gelten

$$b_2 = 1,4 \text{ N} \quad b_1 = 0,7 \text{ N}$$

◀ Tab. I. Dämpfungsschaltungen mit nur einer komplexen Größe

a) mit 2 Widerständen		
Grenzfrequenz	$\omega_g = \frac{1}{R_1 C} = \frac{R_1}{L}$ bzw. $\omega_g = \frac{1}{R_2 C} = \frac{R_2}{L}$	
normierte Frequenz	$\Omega_1 = \frac{\omega}{\omega_g}$ bzw. $\Omega_2 = \frac{\omega}{\omega_g}$	
Grunddämpfung	$b_0 = \ln \frac{R_1 + R_2}{R_2}$	
Dämpfungsänderung	$\Delta b = b - b_0$	
(Vorzeichen beachten!)		
Dämpfungscharakteristik	Duale Schaltungen	Formeln
①		$\Delta b = \sqrt{1 + (1 - e^{-b_0})^2 \Omega_2^2}$ $\varphi = \arctan(1 - e^{-b_0}) \Omega_2$
②		$\Delta b = \ln \sqrt{1 + (1 - e^{-b_0})^2 \Omega_1^2}$ $\varphi = \arctan(1 - e^{-b_0}) \Omega_1$
③		$\Delta b = \ln \sqrt{1 + (1 - e^{-b_0})^2 \Omega_1^2}$ $\varphi = \arctan \frac{1 - e^{-b_0}}{\Omega_1}$
④		$\Delta b = \sqrt{1 + (1 - e^{-b_0})^2 \Omega_2^2}$ $\varphi = \arctan \frac{1 - e^{-b_0}}{\Omega_2}$
⑤		$\Delta b = \sqrt{1 + e^{-2b_0} \Omega_1^2}$ $\varphi = \arctan \frac{\Omega_1}{e^{b_0}}$
⑥		$\Delta b = \ln \sqrt{\frac{1 + e^{-2b_0} \Omega_2^2}{(e^{b_0} - 1)^2 + \Omega_2^2}}$ $\varphi = -\arctan \frac{\Omega_2}{e^{b_0}(e^{b_0} - 1) + \Omega_2^2}$
⑦		$\Delta b = \sqrt{\frac{\Omega_2^2 + e^{-2b_0}}{\Omega_2^2 + 1}}$ $\varphi = \arctan \frac{\Omega_2(e^{b_0} - 1)}{1 + e^{b_0} \Omega_2^2}$
⑧		$\Delta b = \ln \sqrt{\frac{1 + e^{-2b_0} \Omega_1^2}{1 + \Omega_1^2}}$ $\varphi = \arctan \frac{1 + \Omega_1^2}{\Omega_1(e^{b_0} - 1) + e^{b_0} + \Omega_1^2}$
b) mit 3 Widerständen		
Grenzfrequenz	$\omega_g = \frac{1}{CR_3} = \frac{R_3}{L}$	
normierte Frequenz	$\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$	
Parallelwiderstände	$R_{13} = R_1 \parallel R_3$ bzw. $R_{23} = R_2 \parallel R_3$	
Dämpfungen	$b_0 = \ln \frac{R_1 + R_2}{R_2}$, $b_1 = \ln \frac{R_{13} + R_2}{R_2}$, $b_2 = \ln \frac{R_{23} + R_1}{R_2}$	
Verhältnis	$t = \frac{e^{b_1} - 1}{e^{b_0} - 1}$; $1 + \frac{R_1}{R_3} = \frac{e^{b_0} - 1}{e^{b_1} - 1}$; $1 + \frac{R_2}{R_3} = \frac{e^{b_2} - 1}{e^{b_0} - 1}$	
Dämpfungsänderung	$\Delta b = b_2 - b_0$ bzw. $\Delta b = b_0 - b_1$	
(Vorzeichen beachten!)		
Dämpfungscharakteristik	Duale Schaltungen	Formeln
①		$b = b_0 + \ln \sqrt{\frac{e^{2\Delta b} + \Omega^2}{1 + \Omega^2}}$ $\varphi = -\arctan \frac{\Omega(e^{\Delta b} - 1)}{e^{\Delta b} + \Omega^2}$ $\Delta b = b_2 - b_0$
②		$b = b_1 + \ln \sqrt{\frac{t^2 e^{2\Delta b} + \Omega^2}{t^2 + \Omega^2}}$ $\varphi = -\arctan \frac{t\Omega(e^{\Delta b} - 1)}{t^2 e^{2\Delta b} + \Omega^2}$ $\Delta b = b_0 - b_1$
③		$b = b_1 + \ln \sqrt{\frac{1 + t^2 \Omega^2 e^{2\Delta b}}{1 + t^2 \Omega^2}}$ $\varphi = \arctan \frac{t\Omega(e^{\Delta b} - 1)}{1 + t^2 \Omega^2 e^{\Delta b}}$ $\Delta b = b_0 - b_1$
④		$b = b_0 + \ln \sqrt{\frac{1 + e^{2\Delta b} \Omega^2}{1 + \Omega^2}}$ $\varphi = \arctan \frac{\Omega(e^{\Delta b} - 1)}{1 + e^{\Delta b} \Omega^2}$ $\Delta b = b_2 - b_0$

Kreisfrequenz	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
bezogene Frequenz	$\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$
normierte Frequenz	$H = \eta - \frac{1}{\eta}$
Wellenwiderstand	$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$
Kapazität	$C = \frac{1}{\omega_0 Z}$
Induktivität	$L = \frac{Z}{\omega_0}$
Widerstandsverhältnis	$r_2 = \frac{R_2}{Z}, \quad Q_2 = \frac{1}{r_2} - r_2$
Grunddämpfung	$b_0 = \ln \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad R_1 = R_2(e^{b_0} - 1)$
Dämpfungsänderung	$\Delta b = b - b_0, \quad \varepsilon = \frac{1}{2} \left(\frac{e^{2b}}{e^{b_0} - 1} \right)$
x) $r_2 / \eta = 1$	$= \sqrt{\frac{1}{e^{b_0} - 1} \left(-\frac{e^{b_0} + 1}{2} + \sqrt{\frac{e^{b_0} + 1}{2}^2 + (e^{2b} - 1)} \right)}$ siehe (1a)
x x) $r_2 / \eta = 1$	$= \sqrt{\frac{1}{(e^{b_0} - 1)(e^{2b} - 1)} \left(-\frac{e^{b_0} + 1}{2} + \sqrt{\frac{e^{b_0} + 1}{2}^2 + (e^{2b} - 1)} \right)}$ $= \frac{r_2 \text{ von (1a)}}{\sqrt{e^{2b} - 1}}$ siehe (1b)

(Vorzeichen beachten!)

Dämpfungscharakteristik	Duale Schaltungen	Formeln
①	a)	$b = \ln \sqrt{\frac{(\frac{1}{\eta} - e^{b_0} - \eta)^2 + (Q_2 + r_2 e^{b_0})^2}{H^2 + \frac{1}{r_2^2}}}$ x) $\varphi = \arctan \frac{(e^{b_0} - 1)(Hr_2 + \frac{1}{\eta r_2})}{H^2 + \frac{1}{r_2^2} + \frac{1}{\eta^2}(e^{b_0} - 1)}$
②	a)	$b = \ln \sqrt{\frac{(\eta - He^{b_0})^2 + (Q_2 + r_2 e^{b_0})^2}{\frac{1}{\eta^2} + r_2^2(e^{b_0} - 1)^2}}$ $r_2 / \eta = 1 \Rightarrow \sqrt{\frac{(e - 1) + \sqrt{(e - 1)^2 + (e^{2b} - 1)}}{e^{b_0} - 1}}$ $\varphi = \arctan \frac{r_2 H(e^{b_0} - 1)^2 + \frac{1}{\eta} \cdot \frac{1}{r_2}}{\frac{1}{\eta^2} e^{b_0} + r_2^2(e^{b_0} - 1)^2}$
③	a)	$b = \ln \sqrt{\frac{(He^{b_0} + \frac{1}{\eta})^2 + (Q_2 + r_2 e^{b_0})^2}{\eta^2 + r_2^2(e^{b_0} - 1)^2}}$ $r_2 / \eta = 1$ identisch (2a) $\varphi = -\arctan \frac{\eta(Q_2 + r_2 e^{b_0}) - Hr_2 e^{b_0}(e^{b_0} - 1)}{\eta^2 e^{b_0} + r_2^2(e^{b_0} - 1)^2}$
④	a)	$b = \ln \sqrt{\frac{(\frac{1}{\eta} - \eta e^{b_0})^2 + (Q_2 + r_2 e^{b_0})^2}{H^2 + \frac{1}{r_2^2}}}$ $r_2 / \eta = 1$ identisch (1a) $\varphi = -\arctan \frac{(e^{b_0} - 1)(Hr_2 - \frac{1}{\eta r_2})}{He + \eta^2(e^{b_0} - 1) + \frac{1}{r_2^2}}$
⑤	a)	$b = \ln \sqrt{\frac{(\frac{1}{\eta} - \eta e^{b_0})^2 + (Q_2 + r_2 e^{b_0})^2}{H^2 + \frac{1}{r_2^2}}}$ $r_2 / \eta = 1$ identisch (1b) $\varphi = -\arctan \frac{\frac{1}{r_2} H + \eta r_2(e^{b_0} - 1)}{H^2 + (e^{b_0} - 1)(\eta e + r_2^2(e^{b_0} - 1))}$

Tab. II (links und unten). Dämpfungsschaltungen mit jeweils einem gedämpften Reihen- oder Parallelschwingkreis

Dämpfungscharakteristik	Duale Schaltungen	Formeln
⑤	a)	$\Delta b = \ln \sqrt{\frac{e^{-2b_0} + r_2^2 H^2}{1 + r_2^2 H^2}}$ $r_2 = \frac{1}{He^{b_0}} \sqrt{\frac{1 - e^{2(\Delta b - b_0)}}{e^{2\Delta b} - 1}}$ $\varphi = \arctan \frac{r_2 H(e^{b_0} - 1)}{1 + r_2^2 H^2 e^{b_0}}$
⑥	a)	$\Delta b = \ln \sqrt{H^2 + r_2^2(1 - e^{-b_0})^2}$ $r_2 = \frac{\sqrt{e^{2\Delta b} - H^2}}{1 - e^{-b_0}}$ $\varphi = \arctan \frac{H}{r_2(1 - e^{-b_0})}$
⑦	a)	$\Delta b = \ln \sqrt{\frac{r_2^2 + H^2 e^{-2b_0}}{r_2^2 + H^2}}$ $r_2 = \frac{1}{He^{b_0}} \sqrt{\frac{e^{2(b_0 + \Delta b)} - 1}{1 - e^{2\Delta b}}}$ $\varphi = -\arctan \frac{r_2 H(e^{b_0} - 1)}{r_2^2 e^{b_0} + H^2}$
⑧	a)	$\Delta b = \ln \sqrt{1 + \frac{H^2}{r_2^2 e^{2b_0}}}$ $r_2 = \frac{H}{e^{b_0}} \frac{1}{\sqrt{e^{2\Delta b} - 1}}$ $\varphi = \arctan \frac{H}{r_2 e^{b_0}}$
⑨	a)	$\Delta b = \ln \sqrt{1 + H^2 r_2^2 (1 - e^{-b_0})^2}$ $r_2 = \frac{e^{2\Delta b} - 1}{H(1 - e^{-b_0})}$ $\varphi = \arctan (1 - e^{-b_0}) Hr_2$

4) Eine Bedingung ist noch frei und kann willkürlich angenommen werden. In diesem Fall möge der Eingangswiderstand bei tiefen Frequenzen, also im Bereich der Dämpfung b_2 beziehungsweise b_0 , bei $\Omega \ll 1$ den Wert $R_e = 5 \text{ k}\Omega$ haben.

$$R_1 + R_2 = 5 \cdot 10^3 \Omega$$

Man erhält dann für die Werte der Schaltelemente:

$R_1 = R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 1,25 \text{ k}\Omega, \quad L = 20 \text{ mH}$ beziehungsweise $R_1 = 3,75 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1,25 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 1,875 \text{ k}\Omega$ und $C = 4,25 \text{ nF}$. Mit diesen Dimensionierungswerten ergeben sich mit Hilfe der entsprechenden Formeln nach Tab. I b, 1 Werte für die Dämpfungen b_1 und b_2 und die dazugehörigen Phasen φ_1 und φ_2 in Abhängigkeit von der normierten Frequenz Ω (s. Tab. III).

Tab. III. Dämpfungs- und Phasenwerte zu Beispiel A

Ω	0,1	0,2	0,3	0,5	0,75	1	1,5	2	3	5
b_2/N	1,39	1,38	1,36	1,32	1,23	1,16	1,03	0,94	0,83	0,7
φ_2/Grad	4,4	5,5	8,2	12,5	16,2	18,4	19,5	18,4	15,3	10,7
b_1/N	1,36	1,28	1,19	1,03	0,89	0,83	0,77	0,74	0,72	0,71
φ_1/Grad	2,4	8,15	12,5	19,5	26	31	36	37	34,5	27,5

Tab. IV. Dämpfungs- und Phasenwerte zu Beispiel B

η	0,1	0,2	0,3	0,5	0,75	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0
b/N	1,4	1,45	1,5	1,7	2,0	2,1	1,55	1,1	0,65	0,3
φ/Grad	-3	-5,5	-7,3	-7,8	+3,8	+31,5	+63	+65	+57,5	+41,5

Beispiel B. Schaltung nach Tafel II, 1:

Die Schaltung besteht ebenfalls aus 4 Schaltelementen. Es werden also zur Realisierung wieder 4 Bedingungen benötigt.

K. J. SCHMIDT-TIEDEMANN

Ein RC-Verstärker mit 60 MHz Bandbreite

Im folgenden wird eine Verstärkerschaltung beschrieben, die es erlaubt, mit einfachen Mitteln (zwei Röhren pro Stufe) die Grenze, die dem RC-Verstärker durch die schädlichen Kapazitäten gezogen ist, zu überschreiten, wobei von den Eigenschaften des Katodenverstärkers Gebrauch gemacht wird.

Die erreichte Bandbreite von etwa 60 MHz läßt erwarten, daß dieser Verstärker ein Bindeglied zwischen den Anwendungsbereichen des RC- und des Kettenverstärkers darstellt. Ein Vorteil gegenüber dem Kettenverstärker ist ferner die Tatsache, daß der hohe Eingangswiderstand (Größenordnung 100 k Ω || 20 pF) die Möglichkeit bietet, eine niedrige untere Bandgrenze auch bei Hintereinanderschaltung mehrerer Stufen auf einfache Weise zu erhalten.

Im folgenden soll für diese Schaltung die Übertragungsfunktion aufgestellt und diskutiert werden. Daraus ergeben sich Hinweise für die optimale Dimensionierung. Die Eigenschaften und die Leistungsfähigkeit der Schaltung werden an einem praktischen Ausführungsbeispiel erläutert.

1. Schaltungsprinzip

Die Prinzipschaltung zeigt Bild 1. In eine gewöhnliche RC-Verstärkerstufe wird ein zusätzlicher Generator G eingefügt, der die Umladung der schädlichen Kapazität beschleunigt. Man koppelt ihn an die „Gegenelektrode“ der schädlichen Kapazität an, also an diejenigen Leiterteile, die der Anode von $R\ddot{o}1$, den Koppelgliedern zwischen $R\ddot{o}1$ und $R\ddot{o}2$ und dem Gitter von $R\ddot{o}2$ benachbart sind, und beaufschlagt sie mit einer Spannung, die mit dem zu übertragenden Signal möglichst weitgehend übereinstimmt. Die schädliche Kapazität $C_1 + C_2 = C$ spaltet sich naturgemäß auf in einen nichtkompensierbaren Anteil C_1 (z. B. Sockelkapazitäten der Röhren) und einen Anteil C_2 , dem die Hilfsspannung zugeführt wird.

Zur technischen Durchführung dieser Schaltung bedient man sich am einfachsten eines Katodenverstärkers als Hilfsspannungsquelle, der, wie Bild 2 zeigt, direkt in den Verstärkungspfad eingefügt wird. Die Hilfsspannung wird von der Katode abgenommen und den oben genannten Röhren- und Abschirmelektroden zugeführt.

Die weiteren Betrachtungen werden jedoch nicht darauf festgelegt, daß sämtlichen der Kompensation zugänglichen Teilkapazitäten die Hilfsspannung zugeführt wird. Eine nähere Analyse zeigt nämlich, daß die plausible Vermutung, die Schaltung arbeite um so besser, je mehr schädliche Kapazität kompensiert wird, das heißt, je größer

- 1) Die Resonanzüberhöhung soll auftreten bei der Resonanzfrequenz $f_0 = 10$ kHz ($\eta = 1$ beziehungsweise $H = 0$).
- 2) Die Amplitude der Resonanzüberhöhung bei $\eta = 1$ soll sein $\Delta b_{\max} = 0,7 N$
- 3) Die Grunddämpfung soll sein $b_0 = 1,4 N$
- 4) Als freie Bedingung soll angenommen werden, daß der Eingangswiderstand bei tiefen Frequenzen ($\eta \ll 1$) den Wert $R_e = 5$ k Ω haben soll.

Mit diesen Angaben erhält man folgende Dimensionierungen:

$R_1 = 3,75$ k Ω , $R_2 = 1,25$ k Ω , $C_q = 17,7$ nF, $L_q = 14,1$ mH, $C_e = 2,1$ nF und $L_e = 191$ mH.

Mit diesen Dimensionierungswerten ergeben sich mit Hilfe der Formeln aus Tab. II die Werte für die Dämpfung b und die Phase φ beider Schaltungen in Abhängigkeit von der normierten Frequenz η , die in Tab. IV angegeben sind. Wie die Rechnung ergibt, verhalten sich beide Schaltungen sowohl dem Betrag wie der Phase nach gleich. Es ist $b_q = b_e$ und $\varphi_q = \varphi_e$.

(eingegangen am 4. Juni 1958)

DK 621.375.121

C_2 auf Kosten von C_1 gemacht wird, nicht zutrifft. Nach der vorliegenden Untersuchung wird der optimale Gewinn vielmehr durch eine geeignete Verteilung der schädlichen Kapazität auf C_1 und C_2 erreicht. Insbesondere wird man auf eine Kompensation der Schirmgitter-Anodenkapazität [1] in den meisten Fällen verzichten, da diese Maßnahme die Eingangskapazität der Schaltung infolge des Miller-Effektes beträchtlich erhöht.

2. Die Übertragungsfunktion

Das Ersatzschaltbild (Bild 3) enthält als aktive Glieder einen Stromgenerator $I(t)$ — entsprechend der Röhre $R\ddot{o}1$ mit der Steilheit S — und einen Spannungsgenerator $U'(t)$ mit dem inneren Widerstand $R_k = 1/S$ — der dem Katodenverstärker entspricht¹⁾. Außerdem werden der Arbeitswiderstand R_A von $R\ddot{o}1$, die Kapazitäten C_1 und

¹⁾ Hierbei wird angenommen, daß beide Röhren gleiche Steilheit aufweisen. Diese Annahme dient nur zur Vereinfachung der Theorie und ist für die Arbeitsweise der Schaltung ohne Bedeutung.

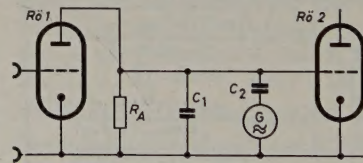


Bild 1 (oben). RC-Verstärkerstufe mit zusätzlichem Hilfsgenerator G , der die Umladung der schädlichen Kapazität beschleunigt. Die schädliche Kapazität C spaltet sich auf in einen nichtkompensierten Anteil (C_1) und einen kompensierten Anteil (C_2). Die Spannungsversorgung der Röhren ist der Übersichtlichkeit halber weggelassen.

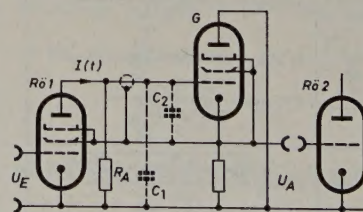


Bild 2 (Mitte). RC-Verstärkerstufe mit Katodenverstärker als Hilfsgenerator. C_1 und C_2 haben die gleiche Bedeutung wie im Bild 1

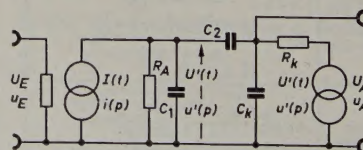


Bild 3 (unten). Ersatzschaltbild für die Anordnung im Bild 2. U, I sind zeitabhängige Signalspannungen bzw. -ströme, $u(p), i(p)$ reine Sinusschwingungen der Frequenz $f = p/2\pi j$ (Fourier-Komponenten der Signalspannungen und -ströme)

C_2 und die kapazitive Belastung C_k des Katodenverstärkers berücksichtigt. Induktivitäten werden in erster Näherung vernachlässigt.

In einem bestimmten Betriebszustand möge sich über R_A eine Spannung $U'(t)$ einstellen. Sie ist, wie Bild 2 zeigt, gleichzeitig Eingangsspannung des Katodenverstärkers, also identisch mit der EMK der Quelle, die dem Katodenverstärker im Ersatzschaltbild zugeordnet ist.

Die Übertragungsfunktion $W(p)$ ist definiert als Quotient zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung des Verstärkers für eine reine Sinusschwingung der Frequenz $j\omega = p$

$$W(p) = \frac{u_A(p)}{u_E(p)} \tag{1}$$

Die Amplitudenverstärkung in der Bandmitte ist $W_0 = SR_A$, die normierte Übertragungsfunktion ist folglich

$$V(p) = \frac{1}{SR_A} \cdot W(p) \tag{2}$$

Aus dem Stromlauf des Ersatzschaltbildes erhält man durch Anwendung der Knoten- und Maschenregeln (Berechnung s. Anhang 1) die Form

$$V(p) = \frac{1 + p\tau_4}{1 + p(\tau_1 + \tau_3 + \tau_4) + p^2(\tau_1\tau_3 + \tau_1\tau_4 + \tau_2\tau_3)} \tag{3}$$

wobei zur Abkürzung gesetzt ist

$$\tau_1 = R_A C_1, \tau_2 = R_A C_2, \tau_3 = R_k C_k, \tau_4 = R_k C_2 \tag{4}$$

3. Diskussion der Übertragungsfunktion

$V(p)$ soll für die beiden Näherungsfälle diskutiert werden, daß entweder R_A sehr groß ist und die Bandbegrenzung allein durch die Zeitkonstante τ_1 zustande kommt oder daß τ_1 vernachlässigbar ist und der Katodenverstärker die Bandbegrenzung bewirkt.

3.1 Näherung für großen Arbeitswiderstand

Ist

$$R_A \gg R_k \left(\frac{C_2}{C_1} + \frac{C_k}{C_1} \right) \tag{5}$$

$$R_A \gg R_k \left(\frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{C_k}{C_1} \right)$$

dann gibt bei Steigerung der Frequenz der Katodenverstärker noch konstante Spannung ab, während die Verstärkung infolge der Zeit-

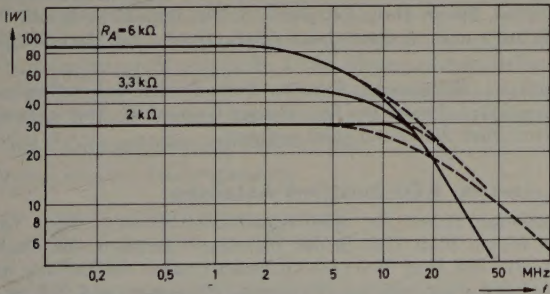


Bild 4. Frequenzgang einer RC-Verstärkerstufe nach der Schaltung von Bild 2 bei Werten des Arbeitswiderstandes $R_A > 1 \text{ k}\Omega$. Röhre: E 180 F; G: E 83 F. — gemessener Frequenzgang, ——— theoretischer Frequenzgang nach Gl. (6) mit $C_1 = 4,5 \text{ pF}$. Der steilere Verstärkungsabfall ab 10 MHz ist dem Katodenverstärker zuzuschreiben, dessen Frequenzgang in der Näherung der Gl. (6) als konstant angenommen wurde

konstante τ_1 bereits abnimmt. Die Übertragungsfunktion der Gl. (3) reduziert sich auf

$$V(p) = \frac{1}{1 + p\tau_1} \tag{6}$$

und man erhält für die obere Bandgrenze

$$\omega_0 = \frac{1}{R_A C_1} \tag{7}$$

bei einem Gewinn von

$$W_0 \omega_0 = \frac{S}{C_1} \tag{8}$$

Da C_1 der nichtkompensierte Anteil der schädlichen Kapazität ist, folgt, daß der Gewinn um so größer wird, je mehr Kapazität kompensiert wird, je größer also C_2 ist.

In praxi gelingt es, die verbleibende schädliche Kapazität auf Werte von 4,5...6 pF je Stufe zu senken. Bild 4 zeigt ein Beispiel.

Kombiniert man Gl. (5) mit Gl. (7), so ergibt sich eine Einschränkung für die obere Bandgrenze. Die Näherung Gl. (6) ist, wie auch Bild 4 zeigt, nur bis zu Frequenzen von etwa 20 MHz brauchbar.

3.2 Bandbegrenzung allein durch den Katodenverstärker
Setzt man $\tau_1 = 0$, dann erhält man für die Übertragungsfunktion

$$V(p) = \frac{1 + p\tau_4}{1 + p(\tau_3 + \tau_4) + p^2\tau_2\tau_3} \tag{9}$$

Allgemein hat der Eingangswiderstand eines kapazitiv belasteten Katodenverstärkers eine negativ-reelle Komponente [2]. Sie macht sich hier über das Glied $p^2\tau_2\tau_3$ als scheinbare Vergrößerung von R_A in einer Anhebung der Verstärkung in der Nähe der oberen Bandgrenze bemerkbar.

Im Interesse eines sauberen Phasenganges ist zu fordern, daß die Kurve $V(\omega)$ der Amplitudenverstärkung keine „Resonanzstelle“

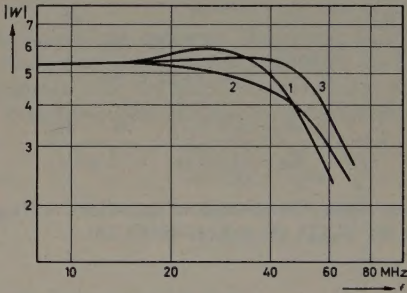


Bild 5. Gemessener Frequenzgang einer RC-Verstärkerstufe nach der Schaltung von Bild 2 bei kleinem Arbeitswiderstand $R_A = 350 \Omega$. Die Bedingung der Gl. (21) für glatten Frequenzgang lautet bei vorgegebener Gesamtverstärkung W_0 : $C_2 < C_k/2$ ($W_0 - 1$). Kurve 1: Resonanzartige Überhöhung im Falle $C_2 > C_k/2$ ($W_0 - 1$); Kurve 2: Monoton abnehmender Frequenzgang, $C_2 < C_k/2$ ($W_0 - 1$); Kurve 3: Fall (2) mit zusätzlicher L-Kompensation der Zeitkonstanten τ_1 und τ_3

in der Nähe der Grenzfrequenz hat, also monoton verläuft. Dadurch ist, wie im Anhang 2 gezeigt wird (s. auch Bild 5), die maximal erreichbare Verstärkung W_0 festgelegt auf

$$W_0 = 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{C_k}{C_2} \tag{10}$$

Für die obere Bandgrenze ergibt sich in diesem Falle (s. Anhang 3)

$$\omega_0 \approx \sqrt{2} \frac{S}{C_k} \tag{11}$$

und für den Gewinn mit der Näherung $W_0 > 1$

$$W_0 \omega_0 = S \left(\frac{1}{C_2 \cdot \sqrt{2}} + \frac{\sqrt{2}}{C_k} \right) \tag{12}$$

Die Rolle der schädlichen Kapazität spielt nun die Hintereinanderschaltung von $\sqrt{2} C_2$ und $C_k/\sqrt{2}$. Durch die Konstruktion des Verstärkers ist C_k auf etwa 25...30 pF festgelegt. C_2 hingegen, der kompensierte Anteil der schädlichen Kapazität C , ist variabel. Je kleiner C_2 , desto höher ist der erreichbare Gewinn.

Vergleicht man die Aussage von Gl. (12) mit der von Gl. (8), so ergibt sich, daß der Gewinn der Schaltung nicht wesentlich über dem von einer Stufe eines RC-Verstärkers liegt, sobald eine Röhre allein die kapazitive Bürde zu tragen hat. Eine Verbesserung kann erreicht werden, wenn man die Kapazität C zwischen beiden Röhren aufteilt.

4. Praktische Durchführung

Das Optimum in der Verteilung der schädlichen Kapazität C auf die Teilkapazitäten C_1 und C_2 liegt je nach der Größe von C_k bei Werten $C_2/C_1 = 1,0 \dots 2,5$ und wird am einfachsten von Fall zu Fall experimentell ermittelt.

Außerdem kann die vom RC -Verstärker her bekannte Technik der L -Kompensation dazu benutzt werden, die durch τ_1 und τ_3 bestimmte Bandgrenze weiter hinauszuschieben. Eine nach diesen Gesichtspunkten aus den Röhren E 180 F und E 83 F aufgebaute Verstärkerstufe zeigte den im Bild 5 angegebenen Frequenzgang mit einer Bandbreite von 62 MHz bei 5,3facher Verstärkung.

Es sind aus der Literatur Versuche bekannt, eine extreme Bandbreite von beispielsweise 78 MHz beim gewöhnlichen RC -Verstärker mit Hilfe von phasendrehenden Vierpolen als Koppelgliedern zu erreichen [3]. Dabei sinkt die Verstärkung pro Stufe auf Werte unter 2 ab. Außerdem schwankt die Verstärkung im Durchlaßbereich bei dem zitierten Beispiel bei 55 dB Gesamtverstärkung (9 Stufen 6AK5) um 8 dB.

Ein Vergleich zeigt, daß die oben beschriebene Schaltung bezüglich Ausnutzung der Röhren und glatten Verstärkungsverlaufs im Durchlaßbereich, wie er vor allem bei Meßverstärkern benötigt wird, dem RC -Verstärker mit phasenkompensierenden Kopplungsvierpolen überlegen ist.

Anhang 1

Aus dem Ersatzschaltbild (Bild 3) liest man ab

$$u_A = \frac{1/p C_k}{1/p C_k + \frac{(1/p C_2) \cdot R_k}{(1/p C_2) + R_k}} \cdot u' \quad (13)$$

$$i = u' \left/ \frac{R_A \cdot (1/p C_1)}{R_A + (1/p C_1)} + \frac{u' - u_A}{1/p C_2} \right. \quad (14)$$

Eliminiert man aus beiden Gleichungen u' und setzt $i = S u_E$, so folgt mit den Definitionen der Gl. (1), (2) und (4) die Gl. (3).

Anhang 2

Soll $|V|$ keine Extrema haben, so muß für reelle ω die Bedingung $\frac{\partial |V|}{\partial \omega} \neq 0$ gelten. Wegen $\frac{\partial |V|^2}{\partial \omega} = 2 |V| \cdot \frac{\partial |V|}{\partial \omega}$ und $|V| \neq \infty$ genügt es, $\frac{\partial |V|^2}{\partial \omega} \neq 0$ zu fordern. Man erhält

$$|V|^2 = \frac{1 + D \omega^2}{1 + A \omega^2 + B \omega^4}, \quad (15)$$

wenn man zur Abkürzung setzt

$$A = (\tau_3 + \tau_4)^2 - 2 \tau_2 \tau_3; \quad B = \tau_2^2 \tau_3^2; \quad D = \tau_4^2, \quad (16)$$

so daß

$$\frac{\partial |V|^2}{\partial \omega} = 2 \frac{(D - A) \omega - 2 B \omega^3 - B D \omega^5}{(1 + A \omega^2 + B \omega^4)^2} \quad (17)$$

Die fünf Nullstellen des Nenners liegen bei

$$1) \omega = 0 \quad 2 \dots 5) \omega^2 = \frac{1}{D} \left\{ -1 \pm \sqrt{\frac{D^2 - A D + B}{B}} \right\} \quad (18)$$

Sollen im Reellen keine Nullstellen liegen, so ist zu fordern, daß der Radikand ≤ 1 ist. Dies führt auf die Bedingung

$$D \leq A \quad (19)$$

Setzt man die Definitionen für A und D ein, so erhält man

$$\tau_2 \leq \frac{\tau_3}{2} + \tau_4 \quad (20)$$

oder mit Gl. (4)

$$\frac{R_A}{R_k} \leq 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{C_k}{C_2} \quad (21)$$

Wegen $R_k = 1/S$ steht links die Verstärkung W_0 . Der Maximalwert der

Verstärkung, bei dem der Frequenzgang noch monoton verläuft, ist folglich

$$W_0 = 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{C_k}{C_2} \quad (22)$$

Anhang 3

Die obere Bandgrenze ω_0 sei durch den Abfall der Verstärkung um 3 dB gegenüber dem Wert in der Bandmitte definiert.

$$\frac{1 + D \omega_0^2}{1 + A \omega_0^2 + B \omega_0^4} = \frac{1}{2} \quad (23)$$

Die Lösungen der sich ergebenden biquadratischen Gleichung für ω_0 lauten mit $\tau_2/\tau_4 = W_0$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\tau_3^2} \cdot \left(\frac{1}{2 W_0^2} \pm \sqrt{\left(\frac{\tau_3}{\tau_2} \right)^2 + \left(\frac{1}{2 W_0^2} \right)^2} \right) \quad (24)$$

Für eine Abschätzung nehmen wir außer $W_0 > 1$ an, daß $\tau_3 \geq \tau_2$ ist. Dann wird

$$\omega_0^2 \approx \frac{1}{\tau_2 \tau_3} \quad (25)$$

Mit Hilfe von Gl. (22) läßt sich τ_2 durch τ_3 und W_0 ausdrücken. Setzt man dies ein, so ergibt sich

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{\tau_3} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{W_0}} \approx \sqrt{2} \cdot \frac{S}{C_k} \quad (26)$$

und, wieder durch Benutzung von Gl. (22),

$$W_0 \omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{\tau_3} \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{C_k}{C_2} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{W_0}} \approx \sqrt{2} \cdot \frac{S}{C_k} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{S}{C_2} \quad (27)$$

Schrifttum

[1] U.S. Patent 2,416,334

[2] Lange, F.: Deutsche Funk-Technik Bd. 2 (1953) S. 41

[3] Borg, H.: A.S.R.E. Techn. Note R4/50/18

(eingegangen am 19. Mai 1958)

PERSÖNLICHES

Siemens-Vorstand

Der Aufsichtsrat der *Siemens & Halske AG* hat das stellvertretende Vorstandsmitglied, Herrn Prof. Dr. phil. nat. Dr.-Ing. E. h. Hans Ferdinand Mayer, zum ordentlichen Vorstandsmitglied der Gesellschaft ernannt.

Der Aufsichtsrat der *Siemens-Schuckertwerke AG* hat das stellvertretende Vorstandsmitglied, Herrn Dr.-Ing. Heinz Goeschel, zum ordentlichen Vorstandsmitglied der Gesellschaft ernannt.

Neuer Leiter der AEG-Rundfunk-Abteilung

Der langjährige Leiter der *AEG-Rundfunk-Abteilung*, Herr Direktor Dreßler, ist am 30. 9. 1958 in den Ruhestand getreten. Als Nachfolger hat am 1. 10. 1958 Herr Herrmann Schweimler die Leitung der Abteilung mit den Fachgebieten Rundfunk, Fernsehen und Magnetophon übernommen. Herr Schweimler ist seit über 25 Jahren in der *AEG* tätig.

Marconi Vertreter für Verkauf und technische Beratung in Mittel- und Ost-Europa

Herr Bernard F. Kane, O. B. E., B. Sc. (Eng.), M. I. E. E. wurde zum *Marconi*-Vertreter für Verkauf und technische Beratung in Mittel- und Ost-Europa ernannt. Von seinem Sitz in Wien aus ist er für folgende Gebiete zuständig: Deutschland, Polen, Tschechoslowakei, Österreich, Ungarn, Bulgarien und Rumänien. Bis vor kurzem war Herr Kane stellvertretender Verkaufsleiter in der Radarabteilung der Firma und bringt in seine neue Stellung reiche Erfahrungen im Fernmeldewesen und auf dem Gebiet der Radartechnik mit.

Herr Kane trat 1950 in die Dienste von *Marconi*. Nach einjähriger Tätigkeit auf dem UKW-Gebiet in den Forschungslaboratorien der Firma trat er in die technische Montageleitung der Radarabteilung über. Im Jahre 1957 wurde er stellvertretender Verkaufsleiter in dieser Abteilung.

Die Schwingungsbedingung des auf die Magnetronseite der Auskopplung reduzierten Ersatzschaltbildes lautet dann allgemein:

$$G_w + R_e (\mathcal{G}_e) + R_e (G_L''') = 0$$

$$G_b + J_m (\mathcal{G}_e) + J_m (G_L''') = 0 \quad (29)$$

Der Auskopplungstransformator ist mit seinem Übersetzungsverhältnis n_a so ausgelegt, daß sich bei Lastanpassung mit $\mathcal{G}_L' = \mathcal{G}_L'' = \frac{1}{Z}$ optimale Betriebswerte ergeben für

$$G_w + R_e (\mathcal{G}_e) + \frac{n_a^2}{Z} = 0$$

$$G_b + J_m (\mathcal{G}_e) = 0 \quad (30)$$

Bei Lastreflexionen $\mathcal{G}_L'' \neq \frac{1}{Z}$ ergeben sich im reduzierten Ersatzschaltbild aus den Abweichungen der Ersatzleitwerte, bezogen auf die Anpassungswerte, Leistungs-, Wirkungsgrad- und Frequenzänderungen:

$$R_e (\mathcal{G}_L''') \neq \frac{n_a^2}{Z} \longrightarrow \text{Leistungs- und Wirkungsgrad-Änderung}$$

$$J_m (\mathcal{G}_L''') \neq 0 \longrightarrow \text{Frequenz-Änderung} \quad (31)$$

als Lastanpassungspunkt der Reflexionsfaktor 0 zugeordnet ist, darstellen. Dem Randkreis entspricht der Betragswert 1, d.h. totale Reflexion.

Konstante Phasenwinkel des Reflexionsfaktors werden durch die Winkel von Mittelpunktradien gegen eine Bezugsgerade angegeben. Wenn dieser Bezugsgeraden der Phasenwinkelwert 0 zugeordnet ist, dann müssen nach Gl. (21) der Ersatzleitwert \mathcal{G}_L' reell und die Größe $Z \cdot \mathcal{G}_L' < 1$ sein. Dies ist zum Beispiel beim Leerlauf der Fall, wenn in der Lastbezugsebene ein Spannungsmaximum steht. Der entgegengesetzten Phasenlage von 180° entspricht der Kurzschlußfall. Hier ist der Ersatzleitwert \mathcal{G}_L' wieder reell, jedoch die Größe $Z \cdot \mathcal{G}_L' > 1$.

Für die vektorielle Behandlung von Lastreflexion und Wellenverlauf auf der Leitung muß der Phasenwinkel des Reflexionsfaktors bekannt sein. Er kann mit einer Meßleitung nicht direkt, sondern nur aus der Minimumposition der stehenden Welle auf der Leitung ausgemessen werden. Für den Kurzschlußfall hatte sich für die Minimumposition, bezogen auf die Lastebene, der Abstand $\Delta l_{\min} = 0$ und beim Leerlauf mit dem Spannungsmaximum in der Bezugsebene ein Abstand der Minimumposition von $\Delta l_{\min} = \frac{\lambda_l}{4}$ ergeben. Jedem Phasen-

winkelwert des Reflexionsfaktors ist also eine bestimmte Minimumposition der stehenden Welle zugeordnet, d.h. ein bestimmter Abstand des Spannungsminimums Δl_{\min} von der Bezugsebene.

Für den Spannungsverlauf einer Welle auf einer Leitung gilt allgemein nach Gl. (21):

$$u_z = U_{h0} (e^{-j\alpha z} + r \cdot e^{j(\alpha z + \varphi_r)}) \quad (32)$$

Darin sind

z = Fortschrittsrichtung der Welle

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_l} = \text{Phasenkonstante der Welle}$$

λ_l = Wellenlänge auf der Leitung.

Für den Betrag der Spannung ergibt sich

$$|u_z| = U_{h0} [1 + r^2 + 2 \cdot r \cdot \cos(2\alpha z + \varphi_r)]^{1/2} \quad (33)$$

Das Spannungsminimum liegt an Stellen für

$$\cos(2\alpha z + \varphi_r) = -1 \quad (34)$$

oder

$$2\alpha z_{\min} + \varphi_r = (2n + 1)\pi \quad (35)$$

Nach z_{\min} aufgelöst, ergibt sich

$$z_{\min} = \frac{\lambda_l}{4} (2n + 1) - \frac{\lambda_l}{4\pi} \varphi_r \quad (36)$$

Es soll die Änderung der Minimum-Position gegen die Bezugsebene bei Änderung des Phasenwinkels des Reflexionsfaktors (φ_r) betrachtet werden.

$$\frac{\Delta l_{\min}}{\lambda_l/4} = (2n + 1) - \frac{\varphi_r}{\pi} \quad (37)$$

Bei $n = 0$ ergibt für die der Lastbezugsebene am nächsten liegende Minimumposition in Abhängigkeit vom Phasenwinkel des Lastreflexionsfaktors die Gleichung im Gradmaß

$$\frac{\Delta l_{\min}}{\lambda_l/4} = 1 - \frac{\varphi_r}{180^\circ} \quad (38)$$

Im Bild 6 ist der Verlauf der Minimumposition als Funktion des Phasenwinkels des Reflexionsfaktors aufgetragen. Diesem Diagramm können also die den ausgemessenen Minimumpositionswerten entsprechenden Phasenwinkelwerte entnommen werden. Um eine derartige Umrechnung zu umgehen, kann das Reflexionskreisdigramm direkt auf Minimumpositionswerte umgerechnet werden, wie es im Kreisdigramm (Bild 5) gezeigt ist.

Werden die den Lastreflexionswerten entsprechenden Magnetronbetriebswerte für konstante Anodenspannungs- oder Anodenstrom-

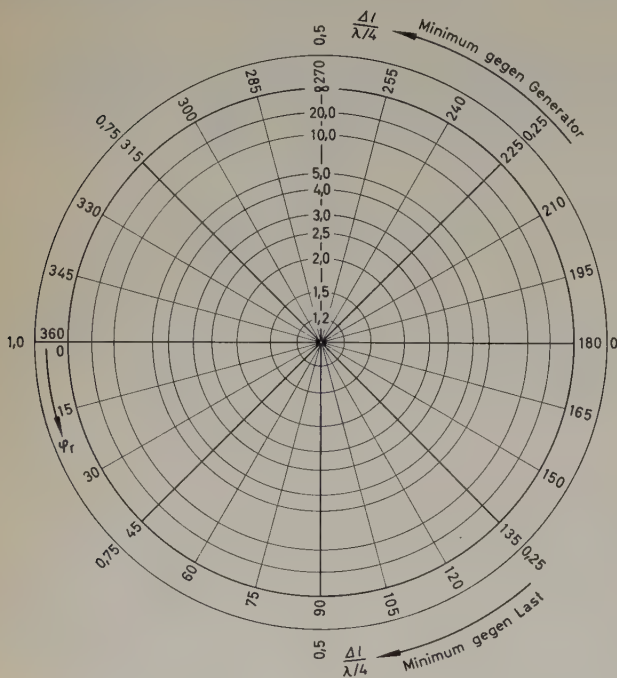


Bild 5. Kreisdigramm für den Lastreflexionsfaktor $r = r \cdot e^{j\varphi_r}$

3.2 Das Magnetron-Generatordigramm

Ein Magnetron ist ein kompletter Sender mit allen Bauteilen, wie frequenzbestimmendem Kreissystem, Elektronenstrecke und Energieauskopplung. Neben dem Arbeitskennlinienfeld, in dem die Betriebsgrößen Anodenspannung, Ausgangsleistung und Wirkungsgrad als Funktion des Anodenstromes angegeben sind, bildet das Generatordigramm die Grundlage für die Gerätekonstruktion, da in diesem Diagramm die den komplexen Lastreflexionen zugeordneten Betriebswerte dargestellt sind. Von der Magnetronauskopplungsebene her gesehen, enthält das Generatordigramm zwei Kurvensysteme:

1. lastseitig in einem Kreisdigramm nach Bild 5 die Darstellung des Lastreflexionsfaktors nach Betrag und Phase, siehe Gl. (21);
2. magnetronseitig im gleichen Kreisdigramm den Kurvenverlauf von Ausgangsleistung und Frequenzabweichung, wie er sich für die Lastreflexionswerte ergibt.

Nach der Leitungstheorie lassen sich konstante Betragswerte des Reflexionsfaktors als Kreise um den Mittelpunkt des Diagramms, dem

werte ausgemessen und in das Kreisdiagramm eingetragen, dann entsteht das Generatordiagramm, wie es im Bild 7 prinzipiell mit den auf den Lastanpassungsbetrieb bezogenen Leistungs- und Frequenzkurven dargestellt ist. Den Kurven für konstante Ausgangsleistungen können auch konstante Wirkungsgrad-, Katodentemperatur- und Anodenstrom- beziehungsweise Anodenspannungswerte zugeordnet werden, da die Kurven dieser Größen einen den Kurven für konstante Ausgangsleistungen ähnlichen Verlauf haben. Der Phasenwinkel des Reflexionsfaktors hat also einen wesentlichen Einfluß auf die Betriebsgrößen des Magnetrons. Die an der fehlangepaßten Last reflektierte Energie läuft als reflektierte Welle wieder in das Magnetron über das Einkopplungssystem hinein. Im Diagramm Bild 8 ist der Anteil der reflektierten zur abgegebenen Energie als Funktion des Betrages des Reflexionsfaktors und des Stehwellenverhältnisses der Welle auf der Leitung dargestellt. Im Resonatorsystem baut sich so ein zusätzliches Wechselfeld auf, das sich dem primären überlagert, wobei beide Wechselfelder über die Elektronenströmung miteinander verkoppelt sind. Je nach der Phasenlage beider Wechselfelder kommt es zu einer Änderung der Wechselwirkung zwischen dem durch Superposition sich bildenden resultierenden elektrischen Wechselfeld und der Elektronenströmung. Damit ist eine Änderung des Kopplungswiderstandes und zugleich der Betriebsgrößen verbunden.

Im Phasenbereich des Generatordiagramms mit fallenden Leistungs- und Wirkungsgradwerten steigt im Anoden-Katoden-Wechselwirkungsraum der Energieanteil, der von falschphasigen Elektronen vom elektrischen Wechselfeld aufgenommen wird. Außerdem erhöht sich wegen des geringen Wirkungsgrades die Verlustleistung im Resonatorsystem. Für Reflexionen dieser Phasenlage wird der Grenzwert daher durch die thermische und mechanische Überlastbarkeit des Magnetrons, vor allem der Katode, bestimmt.

Mit Reflexionen im gegenüberliegenden Phasenbereich steigen Wirkungsgrad und Ausgangsleistung an, d.h., die reflektierte Welle hat hier einen entdämpfenden Einfluß auf das schwingende Resonatorsystem. Die Intensität des Elektronen-Rückbombardements zur Katode nimmt in dem Maße ab, wie Ausgangsleistung und Wirkungsgrad bei konstanter Eingangsleistung zunehmen. Mit ansteigenden Reflexionen in dieser Phasenlage verstärken sich die Phasenfokussierung und damit die Raumladungskräfte in der dichtemodulierten Elektronenströmung, bis die fokussierenden Kräfte des elektrischen Wechselfeldes von den Schlitzen des Resonatorsystems die Raumladungskräfte nicht mehr zu kompensieren vermögen. Es kann dann die Elektronenströmung „auseinanderbrechen“, und die Schwingungen können abreißen.

Dieser Reflexionsbereich, in dem ein stabiler Betrieb nicht möglich ist, wird im amerikanischen Sprachgebrauch „sink“-Gebiet genannt. Der Abstand dieses „sink“-Gebietes vom Lastanpassungspunkt bildet eine elektronische Lastreflexionsgrenze. Da diese elektronische

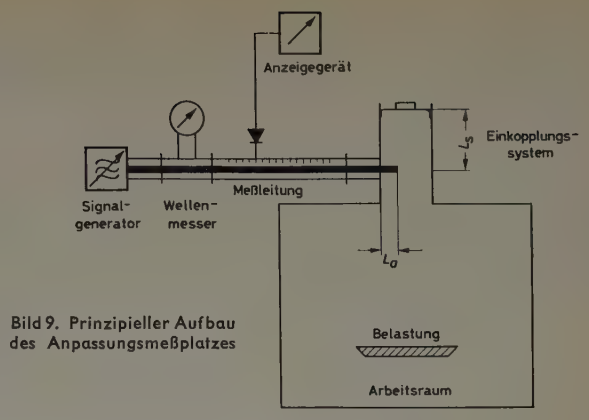


Bild 9. Prinzipieller Aufbau des Anpassungsmeßplatzes

Stabilitätsgrenze auch von der Raumladungsdichte der Elektronenströmung abhängt, ändert sich die Lage des „sink“-Gebietes mit dem Scheitelwert des Anodenstromes. Je geringer der Formfaktor der Stromkurve ist, um so weiter liegt also das „sink“-Gebiet vom Lastanpassungspunkt entfernt und um so größer ist dann der zulässige Reflexionsbereich in dieser Phasenlage.

Alle möglichen Lastreflexionswerte eines Gerätes müssen zwischen den beiden thermischen und elektronischen Stabilitätsgrenzen liegen. Ein Auswandern des Arbeitspunktes in den thermischen Grenzbereich kann bei längerer Betriebszeit zu einer Verminderung der Lebensdauer oder bei extrem hoher Lastreflexion infolge der Temperaturerhöhung zu einem Gasausbruch im Magnetron führen. Ein Betrieb außerhalb der elektronischen Reflexionsgrenze im „sink“-Gebiet kann dagegen schon bei kurzer Betriebszeit zum totalen Ausfall des Magnetrons durch „moding“ (d.h. Umspringen der Schwingungsform und der Betriebsfrequenz) führen.

3.3 Messungen mit Signalgenerator auf niedrigem Leistungsniveau

Den prinzipiellen Aufbau des Meßplatzes mit reflexionsstabilem Signalgenerator abstimmbarer Frequenz zeigt Bild 9. Mit dieser Anordnung wird der Frequenzgang des Ersatzleitwertes G_L' an der Lastersatzebene des Einkopplungssystems bei voll belastetem Arbeitsraum gemessen, wobei die Antennenlänge (L_a) und Schieberstellung (L_s) des Einkopplungssystems als Parameter variiert werden. Die Daten des Einkopplungssystems bei voll belastetem Arbeitsraum müssen eine brauchbare Lastanpassung über den gesamten Frequenzstrebereich des in Frage kommenden Magnetrontyps ergeben. Mit Stehwellenverhältnissen auf der Leitung < 2 entspricht diesen Werten nach Bild 7 eine Energereflexion unterhalb 10% der vom Magnetron abgegebenen Leistung. Mit diesem breitbandigen Abgleich ist ein

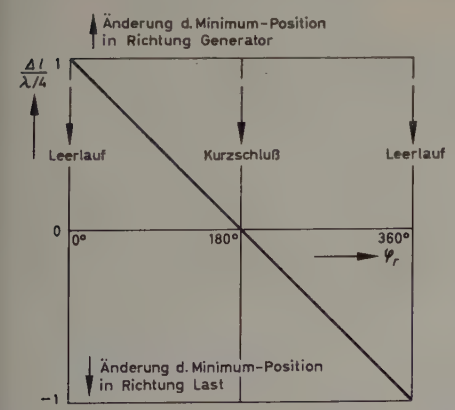


Bild 6. Verlauf der Minimumposition der Welle auf der Leitung als Funktion des Phasenwinkels des Lastreflexionsfaktors

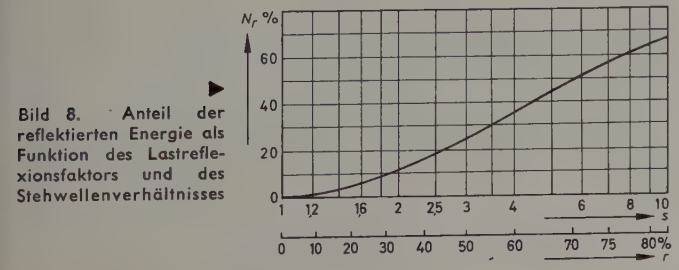
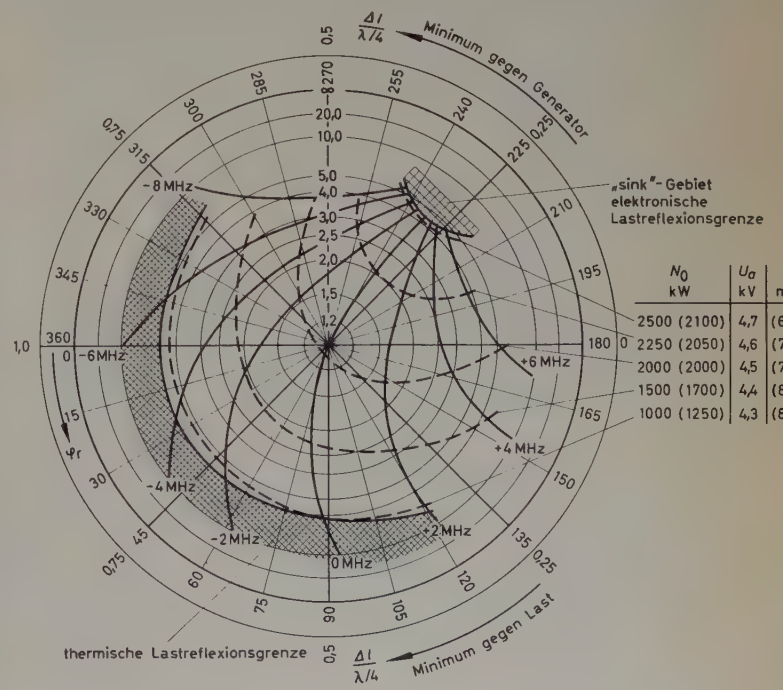


Bild 8. Anteil der reflektierten Energie als Funktion des Lastreflexionsfaktors und des Stehwellenverhältnisses



Magnetronaustausch ohne Nachabgleich des Einkopplungssystems möglich. Außerdem können in einer Serienfertigung die Bauteile des Einkopplungssystems dann als mechanisch feste Einheit vorgefertigt oder sogar als Einheit mit dem Arbeitsraum gebaut werden.

In dieser Breitbandeinstellung des Einkopplungssystems ist das Reflexionsdiagramm aufzunehmen. Der Lastreflexionsfaktor wird nach Betrag und Phase aus dem Stehwellenverhältnis und der Minimumposition der Welle auf der Meßleitung als Funktion der Belastung ausgemessen und als Kurvenschar in das Reflexionskreisdigramm mit der Frequenz als Parameter eingetragen. Da dieses Diagramm eine Aussage darüber machen soll, wie weit die bei beliebiger Belastung auftretenden Reflexionswerte im Arbeitsbereich des Generatordiagramms des Magnetrons liegen, müssen die Reflexionswerte mit abnehmender Belastung bestimmt werden. Die Leerlaufwerte können dann extrapoliert werden, wenn sie nicht mehr direkt wegen der hohen Stehwellenverhältnisse und der instabilen Phasenlage zu erfassen sind. Gehen die Leerlaufwerte für bestimmte Frequenzen über die thermische Reflexionsgrenze des Magnetrons hinaus, dann kann die Einstellung unter Umständen doch noch beibehalten werden, da der Leerlaufbetrieb als Bedienungsfehler am Gerät zumeist als Kurzzeitbetrieb angesehen werden darf. In das elektronische Grenzgebiet dürfen die Belastungskurven mit Sicherheit nicht hineinlaufen. Tritt dieser Fall ein, muß entweder die Grundbelastung des Arbeitsraumes erhöht oder der Phasengang des Einkopplungstransformators entsprechend geändert werden.

Mit diesem Meßgeräteaufbau lassen sich erste Aussagen über die Feldverteilung im Arbeitsraum machen. Dazu muß für eine Belastung mit geringem Volumen, zum Beispiel kleine Schale mit Wasser, die Reflexionskurve als Funktion der Position der Last im Arbeitsraum ausgemessen werden. An den Stellen hoher Energiedichte kommt es zu einer relativ starken Energieabsorption und damit ersatzbildmäßig zu einer günstigeren Lastanpassung. Werden für Feldverteilungsmessungen Glas- oder Porzellangeschirre verwendet, dann ist darauf zu achten, daß das vom Geschirr umschlossene Volumen möglichst vollständig von der absorbierenden Substanz ausgefüllt ist, um die Feldverzerrungen durch die Belastung selbst so gering wie möglich zu halten.

3.4 Messungen mit Magnetrons auf hohem Leistungsniveau

Bei diesen Messungen wird im Bild 9 der Signalgenerator durch das Magnetron ersetzt. Die Betriebsfrequenz ist damit nicht mehr einstellbar. Es ergeben sich jedoch bei Belastungsmessungen mit variabler Belastung Kurven, die zwischen den nach 3.3 gemessenen Kurven verlaufen, da mit zunehmenden Reflexionen über den Frequenzziehwerd des Magnetrons (pulling figure) die Betriebsfrequenz, bezogen auf den Anpassungswert, auswandert. Die Vollastmessungen müssen jedoch bei Berücksichtigung dieser Frequenzschwankungen des Magnetrons mit den Messungen nach 3.3 übereinstimmen. Wegen der relativ hohen Energiedichte in der Meßleitung auch bei heruntergelegter Ausgangsleistung des Magnetrons besteht die Gefahr, daß entweder die Diode in der Meßsonde übersteuert wird oder daß sich bei zu loser Kopplung der Sonde mit dem Feld sekundäre Resonanzen in der Sondeneinkopplung bilden können. Die verwendeten Dioden sind für den in Frage kommenden Spannungs- und Strombereich mit dem Anzeigegerät zu eichen. Da bei Überlastungen der Meßdioden sich die Kennlinien ändern können, sind darüber hinaus stets Kontrollmessungen erforderlich.

Der Mittelleiter einer koaxialen Meßleitung soll — möglichst nur auf der Lastseite — durch eine dünne Scheibe aus verlustarmem Dielektrikum zentriert und gehalten werden. Eine Zentrierung des Mittelleiters über eine parallel abgegliche Stichleitung kann wegen der eventuell auftretenden starken Erwärmung durch die hohen Wandströme zu einer Verfälschung der Meßergebnisse führen. Am Magnetron wird der Mittelleiter durch die Magnetronauskopplung geführt. Grundsätzlich können die Reflexionswerte auch ohne Meßleitung indirekt bestimmt werden, wenn für jedes Test-Magnetron das vollständige Generatordiagramm mit Leistungs-, Frequenz- und Anodenstromwerten exakt ausgemessen ist. Aus der Zuordnung dieser Größen können die Betriebspunkte im Generatordiagramm und damit die Lastreflexionswerte nach Betrag und Phase ermittelt werden.

Dieses Verfahren, wie es bei Magnetrons mit nicht definierter Auskopplung angewendet werden muß, liefert relativ ungenaue Werte, da zum Beispiel die durch Reflexionen hervorgerufene Frequenz-

schwankung sehr genau bestimmt werden muß. Dabei macht sich aber der Frequenz-Temperaturkoeffizient des Magnetrons sehr störend bemerkbar, der bei Magnetrons im 2400-MHz-Bereich in der Größenordnung 0,05 MHz je Grad Celsius Temperaturschwankung liegt.

Für jeden Meßwert muß sich erst wieder die gleiche Temperatur des Magnetrons einstellen. Die Betriebstemperatur aber ist wieder vom Reflexionsfaktor — vor allem vom Phasenwinkel — abhängig. Im Reflexionsbereich niedriger Wirkungsgradwerte sind die Frequenzschwankungen durch Änderungen des Phasenwinkels des Lastreflexionsfaktors sehr gering, während die temperaturbedingten Frequenzschwankungen stärker hervortreten und kompensiert werden müssen, um eine Verfälschung der Meßergebnisse zu vermeiden. Da Anodenstrom und Ausgangsleistung des Magnetrons wegen des extrem geringen dynamischen Innenwiderstandes von Magnetrons sehr stark von der Anodenspannung abhängen, muß die Anodenspannung gegen Netzspannungsschwankungen stabilisiert werden. Dabei kommt die allgemein übliche Stromstabilisierung mit gittergesteuerten Gleichrichterröhren oder vormagnetisierten Induktivitäten für das Stromversorgungsgerät des Meßplatzes nicht in Frage, da dann auch bei Lastreflexionen der Anodenstrom konstantgehalten würde. Die Anodenspannungsänderungen wären dabei sehr gering und nur schwer reproduzierbar auszumessen.

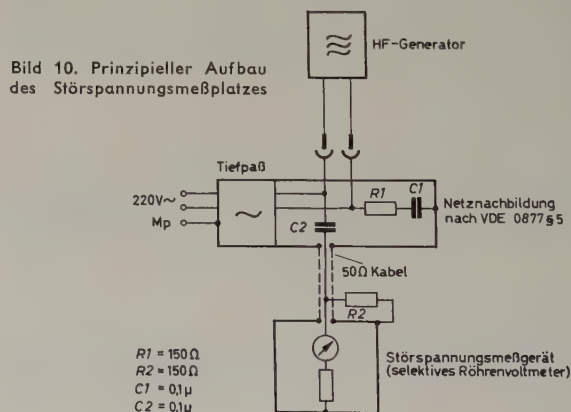
Die wichtigsten Vollastmessungen sind Leistungs-, Feldverteilungs- und Störspannungsmessungen. Die Leistungsmessungen als Funktion der Belastung liefern den Wirkungsgrad des Arbeitsraumes und machen eine Aussage über die Grundbelastung durch Stromwärmeverluste in den Wänden, Türkontakten, Grillschlangen usw.

Die Hochfrequenzabdichtung der Türkontaktstrecken kann bei schwach belastetem Arbeitsraum mit den dann hohen Wand- und Kontaktströmen mit einem Meßempfänger oder für grobere Beurteilung auch ausreichend mit Glimm- oder Leuchtstofflampen geprüft werden.

3.5 Störspannungsmessungen

Hochfrequenzgeneratoren müssen nach Vorschriften der Bundespost gegen netzseitige und abgestrahlte Störspannungen entstört sein. Im Gegensatz zu Trioden- und Tetraden-Generatoren ist der Oberwellengehalt der von Magnetrons abgegebenen Mikrowellenenergie wegen des frequenzselektiven Arbeitsprinzips extrem gering.

Die Störspannungen von Magnetrons liegen hauptsächlich in den Rauschwerten beim Anschwingen, wenn sich der Synchronismus zwischen der Elektronenströmung und dem Wechselfeld des Resonatorsystems einstellt, so daß Entstörfilter im Netzausgang erforderlich werden.



In Frequenzbereichen, die den Entstörbestimmungen unterliegen, läßt sich im allgemeinen durch einen guten elektrischen Kontakt der Gehäuse-Blechbauteile eine Abstrahlung von Störwellen vermeiden.

Die Entstörbestimmungen der Bundespost beziehen sich auf alle Frequenzen im Bereich von 10 kHz bis 30000 MHz, die nicht für den industriellen Einsatz freigegeben sind. Bild 10 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Störspannungs-Meßplatzes.

Die Störspannungsanforderungen und -daten des Tiefpasses sind den Bundespost-Vorschriften VDE 0875/11.51 und VDE 0876.12/55 zu entnehmen. (Wird fortgesetzt)

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 12 (1958) Nr. 11, S. 376

DK 621.317.75

2. Schaltungstechnik der Zeitablenkeinrichtung und der Triggerung

Zur Gewinnung der Zeitablenkspannung ist eine Reihe von Schaltungen bekannt, die eine mehr oder minder linear ansteigende Sägezahnspannung liefern. Zur Erzeugung von stehenden Bildern periodischer Vorgänge wird im allgemeinen der Zeitablenkgenerator mit der Frequenz des darzustellenden Vorganges synchronisiert. Dabei muß sich die Frequenz des Zeitablenkgenerators und damit die Ablenkgeschwindigkeit ändern können. Eine direkte Eichung der Zeitachse des Oszillografen ist bei diesem Verfahren nicht möglich. Um einen Zeitmaßstab zu erhalten, verwendet man dann Zeitmarkengeneratoren, mit denen die Intensität des Strahles moduliert wird. Durch wenig bequemes Auszählen der Hellastpunkte kann man dabei die Dauer eines Vorganges ermitteln. Ganz versagt dieses einfache Synchronisationsverfahren aber bei der Darstellung einmaliger Vorgänge. Da der Strahl mit einer eingestellten Frequenz ständig weiterlaufen muß und erst bei Vorhandensein einer periodischen Synchronisationsspannung in den Synchronismus gezogen werden kann, ist es dem Zufall überlassen, an welcher Stelle des Bildschirms der darzustellende Vorgang beginnt. Mit Hilfe von Weiterentwicklungen sind die Synchronisationseigenschaften verbessert worden, und es ist sogar die Darstellung einmaliger Vorgänge möglich. Der Hauptnachteil der synchronisierten Zeitablenkgeräte, das Fehlen der direkten Zeiteichung, ist aber unvermeidlich.

Die moderne Oszillografentechnik verwendet deshalb heute oft „getriggerte“ Zeitablenkeinheiten. Der Grundgedanke dieser Schaltungstechnik ist die Erzeugung eines Rechteckimpulses mit einem bistabilen Multivibrator und nachfolgender elektrischer Integration der Rechteckspannung mit dem sogenannten Miller-Integrator; dabei entsteht eine Sägezahnspannung mit gut linearem Anstieg. Die Auslösung des Multivibrators, die Triggerung, zur Abgabe des Rechteckimpulses kann vom darzustellenden Vorgang oder aber durch Fremdsteuerung erfolgen. Wenn der Multivibrator nach der Auslösung seine zweite stabile Einstellung erreicht hat, bleiben weitere nachfolgende Triggersignale unwirksam. Der Ablenkvorgang läuft mit der durch die Zeitkonstante des Miller-Integrators gegebenen Zeit ab. Eine direkte Zeiteichung des Oszillografen ist damit gegeben. Nach Erreichen der vollen Ablenkbreite am Schirm tritt eine Rückstellungsschaltung in Funktion, die den Multivibrator wieder in die Ausgangslage zurückstellt, so daß eine Triggerung aufs neue erfolgen kann. Die

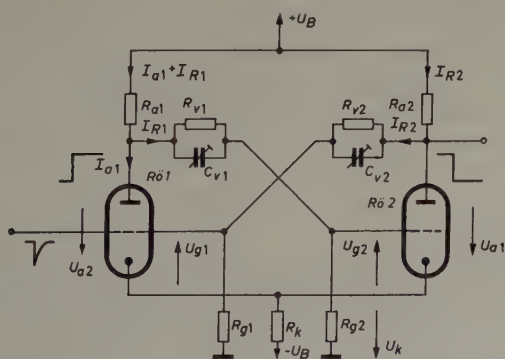


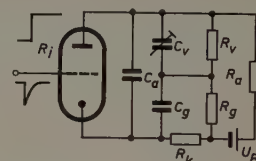
Bild 16. Prinzipschaltbild eines Multivibrators

Auslösebedingungen für den Multivibrator können nun über geeignete Impulsformereinrichtungen leicht so eingestellt werden, daß sich einwandfrei stabil stehende Bilder am Bildschirm ergeben. Zunächst sollen nun die beiden Grundelemente der Zeitablenkgeräte, der bistabile Multivibrator und der Miller-Integrator, hinsichtlich ihrer Dimensionierung betrachtet werden.

Das Prinzipschaltbild eines Multivibrators zeigt Bild 16. Zur Betrachtung der Schaltungsfunktion wird angenommen, daß sich ein

stabiler Zustand in der Form eingestellt hat, daß die linke Röhre $R\ddot{o} 1$ ihren vollen Anodenstrom zieht, während die rechte Röhre $R\ddot{o} 2$ völlig gesperrt ist. Gelangt nun auf das Gitter von $R\ddot{o} 1$, der stromführenden Röhre, ein negativer Spannungsimpuls, dann sinkt zunächst der Anodenstrom, und die Spannung an der Anode steigt an. Gleichzeitig wird aber auch die Gitterspannung von $R\ddot{o} 2$ über den Koppelwiderstand zur Anode der ersten Röhre in positiver Richtung verschoben. Dadurch beginnt ein Anodenstrom zu fließen, der einen Spannungsabfall am Anodenwiderstand hervorruft. Dieser Spannungsabfall wird über einen Widerstand auf das Gitter von $R\ddot{o} 1$ rückgekoppelt. Der dadurch verursachte weitere Abfall der Gitterspannung führt zur endgültigen Sperrung dieser Röhre, während $R\ddot{o} 2$ den vollen Anodenstrom führt. Die beiden Röhren haben also ihre Rollen vertauscht. Dieser Vorgang wird noch durch den Spannungsabfall am gemeinsamen Kathodenwiderstand unterstützt. Zu Beginn des Vorganges sinkt zunächst der Kathodenstrom und damit auch die negative Vorspannung von $R\ddot{o} 2$. Mit zunehmender Stromübernahme

Bild 17. Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen



dieser Röhre steigt der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand wieder an und unterstützt die Sperrung von $R\ddot{o} 1$. Die Rückstellung der Schaltung kann durch einen positiven Impuls am Gitter der ersten Röhre erfolgen.

Bild 16 enthält 17 variable Größen, für die 17 Gleichungen nach den Kirchhoffschen Gesetzen für Knotenpunkte und Maschen aufgestellt werden können. In der Praxis kann man zur Vereinfachung der Berechnung [19] eine Reihe dieser Größen vorbegeben. Die Lösung des verbleibenden Systems linearer Gleichungen liefert die Dimensionierungsformel für das geforderte statische Verhalten der Schaltung. Die dynamischen Größen, insbesondere der Verlauf der Ausgangsspannung und die Anstiegszeit des Ausgangsimpulses, sind dadurch nicht bestimmt. Zur Erläuterung des prinzipiellen Verhaltens genügt es, eine Hälfte der Schaltung zu betrachten. Bild 17 zeigt die umgezeichnete Ersatzschaltung für hohe Frequenzen. Dabei enthält C_a die an der Anode wirksamen Kapazitäten gegen Kathode; C_g ist die Eingangskapazität der zweiten Schaltungshälfte, während C_v ein Kompensationskondensator ist, der Phasenverschiebungen zwischen der Anode der ersten Röhre und dem Gitter der zweiten Röhre verhindern soll. Für überschwingfreie optimale Impulsübertragung muß gelten

$$C_v \cdot R_v = C_g \cdot R_g \quad (23)$$

Zur Betrachtung der Schaltung wird wieder angenommen, daß die dargestellte Röhre vor Eintreffen des Triggerimpulses den vollen Anodenstrom führt. Wird nun die Röhre durch den Gitterimpuls plötzlich gesperrt, dann kann trotzdem die Spannung an der Anode nicht beliebig schnell auf den Grenzwert bei gesperrter Röhre ansteigen, da zunächst die Kapazitäten über den Anodenwiderstand aufgeladen werden müssen. Die wirksame Kapazität ist

$$C = C_a + \frac{C_g \cdot C_v}{C_g + C_v} \quad (24)$$

Damit ergibt sich die Zeitkonstante für den Spannungsanstieg zu

$$T_{an} = C (R_a + R_k), \text{ (wobei } R_v + R_g \gg R_a) \quad (25)$$

Wenn bei voll stromführender Röhre die Spannung an der Anode U

ist und bei gesperrter Röhre der Grenzwert U' erreicht wird, dann ist der mögliche Spannungssprung an der Anode $\Delta U = U' - U$. Für den Verlauf der Ausgangsspannung gilt

$$u_a = \Delta U (1 - e^{-t/T_{an}}) \quad (26)$$

Der volle Wert der Ausgangsspannung wird praktisch nach $t = 5 T_{an}$ erreicht (Fehler $< 1\%$). Die Anstiegszeit ist entsprechend

$$t_{an} = 5 \cdot C \cdot R_a \quad (27)$$

Ist nun eine bestimmte Anstiegszeit der Schaltung gefordert, so ergibt sich aus dieser Beziehung die mögliche Größe des Arbeitswiderstandes.

$$R_a = \frac{t_{an}}{5 C} \quad (28)$$

Analoges gilt für die Abfallzeit der Spannung an der Anode bei Öffnung der Röhre durch einen positiven Gitterimpuls. Hierbei muß die Kapazität C über die Widerstandskombination

$$R = \frac{(R_a + R_k) \cdot R_i}{R_a + R_k + R_i} \quad (29)$$

(wobei $R_v + R_g \gg R_a$ und $R_v + R_g \gg R_k$; R_i = Röhreninnenwiderstand) entladen werden. Die Entladezeitkonstante ist dann

$$T_{ab} = C \cdot R \quad (30)$$

Für den Verlauf der Ausgangsspannung gilt

$$u_a = \Delta U \cdot e^{-t/T_{ab}} \quad (31)$$

Die Abfallzeit des Impulses ist gegeben durch

$$t_{ab} = 5 \cdot C \cdot R \quad (32)$$

Für die Gesamtanstiegszeit einer getriggerten Rechteckspannung am Ausgang der Schaltung nach Bild 16 kann man in Annäherung schreiben

$$t_{ges} \sim \sqrt{t_{an}^2 + t_{ab}^2} \quad (33)$$

Für manche Anwendungsfälle, bei denen ein Überspringen des Ausgangsimpulses nicht stört, läßt sich eine Verringerung der Anstiegszeit dadurch erreichen, daß man im Koppelzweig der beiden Röhren durch Vergrößern von C_v den Teiler überkompensiert, so daß dann also $C_v \cdot R_v > C_g \cdot R_g$ wird.

Zur Steuerung eines Miller-Integrators sind nun eine überschwingfreie Rechteckspannung und eine extrem kurze Anstiegszeit erforderlich, wenn hohe Ablenkgeschwindigkeiten erreicht werden sollen. Beide Forderungen lassen sich erfüllen, wenn in der Schaltung der Koppelwiderstand R_v und seine Kompensationskapazität C_v durch einen

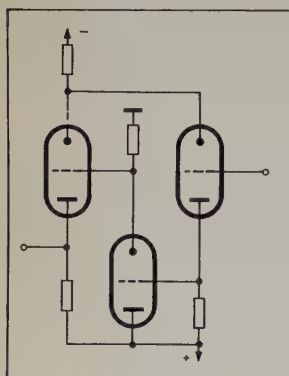


Bild 18. Kopplung der Multivibratorröhren mit einer Katodenverstärkerstufe

Katodenverstärker ersetzt werden (Bild 18). Die Vorteile dieser Schaltung sind sofort einzusehen. Zunächst wird die Kapazität an der Anode wesentlich verringert. Der Hauptvorteil liegt aber in der niedrigen Ausgangsimpedanz des Katodenverstärkers zur Ansteuerung des nachfolgenden Gitters. In der vorhergehenden Betrachtung wurden zwei Einflußgrößen für das dynamische Verhalten nicht be-

rücksichtigt. Beim Durchsteuern der zweiten Röhre vom stromlosen in den stromführenden Zustand ändert sich die Gitterkapazität infolge des Miller-Effektes erheblich, d.h., die dynamische Gitterkapazität wird während des Einschaltvorganges wirksam, und zwar nach der Gleichung

$$C_g = C_{ag} (1 + V) \quad (34)$$

V ist hierbei die Verstärkung der Röhre im jeweiligen Arbeitspunkt und C_{ag} die Gitter-Anodenkapazität. Weiterhin erfolgt die Durchsteuerung nicht leistungslos; während des Umschaltvorganges fließt Gitterstrom. Beide Einflüsse werden nun durch den Katodenverstärker unwirksam gemacht.

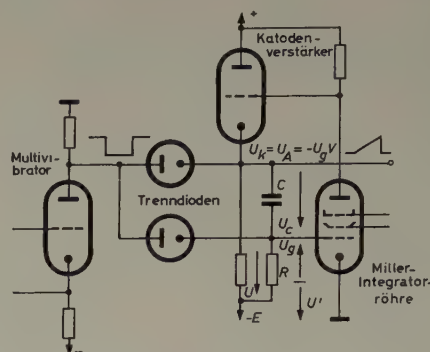


Bild 19. Prinzipschaltung eines modifizierten Miller-Integrators

Bild 19 zeigt die Prinzipschaltung eines modifizierten Miller-Integrators [20]. Im Ruhezustand der Schaltung ist das Potential an der Anode des Multivibrators positiv gegen das Gitter der Miller-Röhre und gegen die Katode des Katodenverstärkers. Die beiden Dioden sind also durchlässig, und das Potential am Kondensator C ist fest eingestellt. Die Anode der Miller-Röhre führt einen Ruhestrom entsprechend der Arbeitspunkteinstellung im A-Bereich. Dieser Ar-

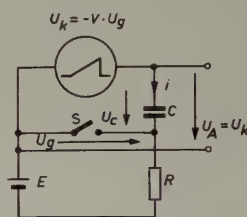


Bild 20. Ersatzschaltung des Miller-Integrators nach Bild 19

beitspunkt wird eingestellt durch einen Spannungsteiler, gebildet aus der unteren Diode und dem Widerstand R zwischen der Anode des Multivibrators und der negativen Vorspannung. Wird nun der Multivibrator umgetastet, dann sinkt das Anodenpotential stark ab, und die beiden Dioden werden gesperrt. Damit wird die Gitterspannung der Miller-Röhre freigegeben, und sie versucht, sich negativ zu verschieben. Da aber im linearen Arbeitsbereich der Röhre

$$U_g = -\frac{U_a}{S R_a}, \quad (35)$$

verschiebt sich das Potential an der Anode der Miller-Röhre und damit an der Katode des Katodenverstärkers proportional in entgegengesetzter Richtung. Dabei fließt über den Kondensator C ein Ladestrom, der am Widerstand R wieder einen Spannungsabfall hervorruft, der dem Absinken der Gitterspannung entgegenwirkt. Wenn man für die Verstärkung der Miller-Röhre V' und für die Verstärkung des Katodenverstärkers V'' setzt, dann kann man für die Katodenspannung $U_k = -V' \cdot V'' \cdot U_g = -V \cdot U_g$ setzen. Es gilt dann für die Ersatzschaltung Bild 20 mit U_A als Ausgangsspannung

$$-E + V \cdot U_g = R \cdot i + U_c \quad (36)$$

Setzt man

$$V \cdot U_g = -U_A = V (E - R \cdot i) \quad (37)$$

und

$$U_c = \frac{1}{C} \int i \, dt$$

in Gl. (36) ein, so ergibt sich

$$(V-1) E = (V+1) R \cdot i + \frac{1}{C} \int i \, dt \tag{38}$$

Durch Differentiation von Gl. (38) findet man

$$0 = (V+1) R \frac{d i}{d t} + \frac{i}{C}$$

Die Auflösung liefert

$$i = K e^{-t/(V+1) R \cdot C} \tag{39}$$

Die Konstante K ergibt sich aus der Anfangsbedingung für $t = 0$ bei Öffnen des Schalters (gleichbedeutend mit der Sperrung der Dioden) zu

$$i_t = 0 = \frac{E}{R} = K$$

Damit folgt

$$i = \frac{E}{R} e^{-t/(V+1) R \cdot C} \tag{40}$$

Setzt man Gl. (40) in Gl. (37) ein, so erhält man für die Ausgangsspannung der Schaltung

$$U_A = (1 - e^{-t/(V+1) R \cdot C}) E \cdot V \tag{41}$$

Durch Reihenentwicklung der Gl. (41) ergibt sich eine anschaulichere Darstellung zur Beurteilung des Linearitätsfehlers.

$$U_A = E \cdot V \left[\frac{t}{(V+1) R \cdot C} - \frac{1}{2} \left(\frac{t}{(V+1) R \cdot C} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{t}{(V+1) R \cdot C} \right)^3 - \dots + \frac{1^n}{n!} \left(\frac{t}{(V+1) R \cdot C} \right)^n \right] \tag{42}$$

Da sich die Verstärkung genügend großhalten läßt, ist immer die Ablenkzeit $t \ll (V+1) R \cdot C$, und die Größe der Potenzglieder nimmt sehr schnell ab, so daß man in guter Annäherung schreiben kann

$$U_A \sim \frac{V}{V+1} \cdot \frac{t}{R \cdot C} \cdot E \tag{43}$$

Die Ausgangsspannung U_A steigt also fast linear mit der Ablenkzeit t an. Der Linearitätsfehler ist angenähert

$$F \sim \frac{t}{2 (V+1) R \cdot C} \tag{44}$$

Der Fehler ist um so kleiner, je größer die Verstärkung V und je kleiner das Verhältnis $t/R \cdot C$ ist, d.h. je niedriger der Maximalwert U_A der Ausgangsspannung ist.

Aus Gl. (43) erkennt man, daß Verstärkungsschwankungen (zum Beispiel durch Röhrenalterung) nur mit dem Verhältnis $(V+1)/V$ in die Zeiteichung eingehen, d.h., Schwankungen der Verstärkung sind vernachlässigbar, solange die Verstärkung nur genügend groß ist. Die Gleichung enthält drei frei wählbare Größen zur Ablenkzeitbestimmung, nämlich R , C und E , während der Maximalwert der Ausgangsspannung U_A durch die für volle Strahlauslenkung erforderliche Eingangsspannung des nachfolgenden Zeitablenkverstärkers

gegeben ist. In der Praxis ist es zweckmäßig, durch Umschalten von C (Grobstufen) und durch Verändern von R (Feinstufen) die Zeitablenkdauer einzustellen. Die Ablenkzeit über den Schirm ist also nach Gl. (43), wenn $V \gg 1$,

$$T \sim \frac{U_A}{E} \cdot R \cdot C \tag{45}$$

Mit dem Miller-Integrator lassen sich Ablenkzeiten über den Bildschirm von Minuten bis herunter zu etwa 100 ns (das entspricht einem Verhältnis von 1:10⁸) in einem Ablenkgerät vereinigen. Die Linearität und die Genauigkeit der Zeiteichung liegen dabei in allen Bereichen in der Größenordnung der Ablesegenauigkeit am Schirm.

Bild 21 zeigt nun das Blockbild eines modernen Zeitablenkgerätes. Am Eingang liegt die aus dem Vertikalverstärker abgeleitete oder fremd zugeführte Triggerspannung. Zwischen Eingang und Triggerverstärker liegt ein umschaltbares RC-Netzwerk zur groben Frequenzselektion des Triggersignals.

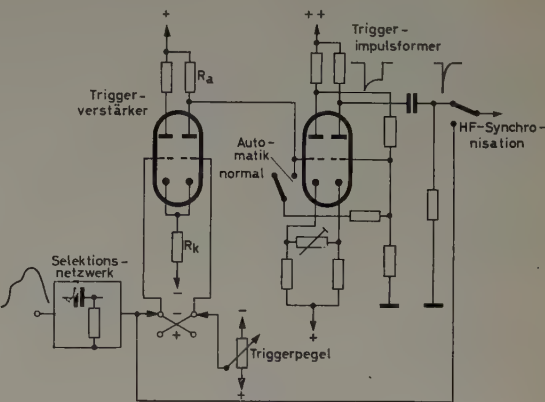


Bild 22. Triggerschaltung (Tektronix-Oszilloskop Typ „545“)

Der Triggerverstärker nach Bild 22 wird aus einem Doppelröhrensystem mit Katodenverkopplung gebildet; das eine Steuergitter liegt an einer festen Vorspannung, während dem anderen die Triggerspannung zugeführt wird. Um sowohl mit positiven als auch negativen Spannungen triggern zu können, sind die Steuergitter umschaltbar. Die feste Vorspannung ist zur Wahl des Triggerpegels einstellbar. Mit diesem Regler wird durch die Katodenverkopplung der beiden Röhren das Ausgangspotential des Verstärkers und damit die Spannung am Gitter des nachfolgenden monostabilen Multivibrators eingestellt. Der Multivibrator löst bei einer bestimmten Gitterspannung aus. Je nach Einstellung des Triggerpegels wird dieser Spannungswert bei kleinerem oder größerem Eingangspegel erreicht. Bei interner Triggerung, bei der die Triggerspannung dem Vertikalverstärker entnommen wird, können schon bei einigen Millimeter Vertikalauslenkung am Schirm einwandfrei stehende Bilder erzeugt werden. Nach der Auslösung des Multivibrators gibt dieser einen steilen Rechteckimpuls ab und stellt sich sofort in die Ausgangslage zurück. Der Ausgangsimpuls wird durch ein RC-Glied differenziert und dient mit konstanter Amplitude und Impulsform zur Auslösung des Multivibrators vor dem Miller-Integrator. Ein besonders bequemes Arbeiten für Triggerfrequenzen zwischen einigen zehn Hertz und einigen Megahertz ergibt sich in der Betriebsart „Automatik“. Dabei wird der monostabile Multivibrator über einen sehr großen Widerstand rückgekoppelt, so daß die Schaltung instabil wird und mit einer Frequenz von einigen zehn Hertz schwingt. Kommt nun zusätzlich auf das Eingangsgitter eine Triggerspannung höherer Frequenz, dann wird die Eigenschwingfrequenz sofort von der Frequenz der Triggerspannung mitgenommen. Es ergeben sich also für alle Vorgänge im angegebenen Frequenzbereich sofort stehende Bilder am Schirm.

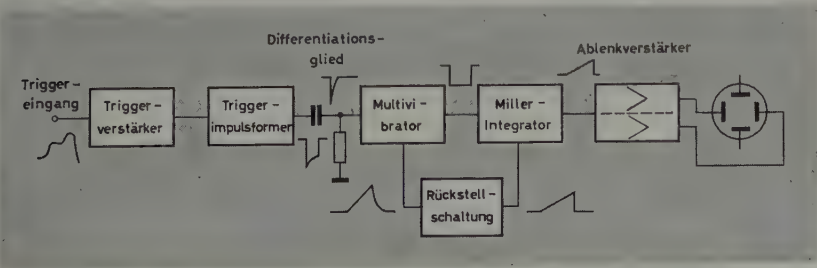


Bild 21. Blockbild eines modernen Zeitablenkgerätes

Wesentlich sind nun noch die Rückstellschaltung und die Tor-schaltung des Ablenggenerators. Bild 23 zeigt die Prinzipschaltung. Im normalen Betrieb kommt das Triggersignal mit konstanter Amplitude und Impulsform über den Triggervverstärker und den Impulsformer auf das Gitter des Multivibrators. Das Triggersignal steuert den Multivibrator um und löst durch Sperrung der Entkopplungsdioden den Sägezahngenerator aus, der wiederum den Ablenkverstärker zur Strahlablenkung aussteuert. Die Ablenkgeschwindigkeit ist durch den Kondensator und den Widerstand im Miller-Integrator bestimmt. Der Maximalwert des Ablenksignals wird durch das Ablenklängen-Potentiometer im Katodenzweig des Miller-Integrator-Katodenverstärkers eingestellt. Über dieses Potentiometer gelangt ein Teil der Ablenkspannung auf das Eingangsgitter des ersten Katodenverstärkers der Rückstellschaltung. Im Katodenzweig dieser Röhre liegt ein RC-Glied, das (gespeist über die niedrige Ausgangsimpedanz des Katodenverstärkers) schnell dem Anstieg der Ablenkspannung folgt und den Multivibrator und gleichzeitig damit den Zeitablenkgenerator über den zweiten Katodenverstärker rückstellt und für die Dauer der Ladungsabklingzeit sperrt, wenn eine bestimmte Ausgangsspannung erreicht worden ist. Das Abklingen der Spannung am RC-Glied erfolgt, bedingt durch die Größe der Kapazität, so langsam, daß die Schaltung mit Sicherheit in den Ruhezustand zurückgekehrt ist, bevor eine neue Ablenkperiode ausgelöst werden kann. Ob eine Zeitablenkung durch ein Triggersignal ausgelöst werden kann, bestimmt die Einstellung des Stabilitätsreglers, durch den die Vorspannung am Eingangsgitter des Multivibrators festgelegt wird. Diese Spannung wird zweifach beeinflußt: zunächst vom Katodenstrom des zweiten Rückstell-Katodenverstärkers und weiter von der Stabilitätsstufe. Der Katodenstrom des zweiten Rückstell-Katodenverstärkers wird vom Sägezahngenerator und vom Sperr-RC-Glied zwischen erstem und zweitem Katodenverstärker gesteuert. Ist dieser Schaltungsweig im Ruhezustand, dann ist die Spannung am Gitter in der im Bild 23 dargestellten normalen Betriebsart durch die einstellbare Vorspannung eines weiteren Katodenverstärkers bestimmt. Dabei ist das zweite Gitter dieser Röhre als positive Elektrode geschaltet, die weitere dargestellte Schaltung ist unwirksam. Es lassen sich nun mit dieser Vorspannung drei verschiedene Arbeitsbereiche nach der Stabilität der Schaltung einstellen. Ist die Spannung am Gitter des Katodenverstärkers stark negativ, dann fließt wenig Katodenstrom, und das Gitter des Multivibrators wird ebenfalls so stark negativ, daß die erste Röhre, die im Ruhezustand des Multivibrators vollen Anodenstrom führen sollte, sofort wieder umsteuert, sobald die Rückstellungs- und Sperrschaltung in den Ruhezustand zurückgekehrt ist. Der Zeitablenkgenerator läuft also frei. Bringt man nun durch Verringern der Vorspannung des Stabilitäts-Katodenverstärkers die Gitterspannung des Multivibrators in einen weniger negativen Bereich, dann kommt man in eine Betriebsstellung, in der der Generator nach Rückstellung zwar nicht selbstständig starten kann, sich mit Hilfe eines negativen Triggerimpulses jedoch anstoßen läßt. Dies ist die normale Betriebsart mit getriggertem

Zeitablenkung. Verschiebt man die Vorspannung über diesen Bereich hinaus, dann kommt man in ein Gebiet, in dem die Größe der negativen Impulse nicht mehr ausreicht, die Schaltung auszulösen.

Abschließend zur Betrachtung des Zeitablenkgenerators wird nun noch auf eine Variante eingegangen, die eine Mikroskop-Auflösung eines beliebigen Teilausschnittes des darzustellenden Vorganges erlaubt. Dazu werden zwei prinzipiell gleiche Zeitablenkgeneratoren mit den entsprechenden Triggerschaltungen verwendet. Die Verzögerungszeitablenkung wird in der normalen beschriebenen Art vom darzustellenden Vorgang getriggert. Die Steuerung der Hauptablenkeinrichtung erfolgt nun über eine Verzögerungstriggerschaltung, ähnlich Bild 22. Die Eingangsspannung dieser Schaltung ist der Sägezahn des Verzögerungskippteils. Die Auslösespannung für den monostabilen Multivibrator (hier gleichbedeutend mit der Verzögerungszeit) wird mit einem geeichten Potentiometer im Gitterkreis des Triggervverstärkers eingestellt. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit wird für dieses Potentiometer ein sogenannter „helical-resistor“ mit 10 Umdrehungen zur Überstreichung des vollen Widerstandsbereichs verwendet. Wenn die Sägezahnspannung den eingestellten Amplitudenwert erreicht, erscheint am Ausgang der Schaltung wieder der differenzierte Triggerimpuls. Dieser Impuls wird im Hauptablenkteil nach Bild 23 einem Anodenverstärker zugeführt, der mit seiner Anodenausgangsspannung einen Tor-Multivibrator triggert. Dieser Multivibrator wird dabei aus der Stabilitätsstufe und einer weiteren Röhre gebildet. In dieser Betriebsart des Gerätes („Verzögerte Zeitablenkung“) bekommt dazu die Stabilitätsstufe Anodenspannung über den Betriebsartenschalter. Der Tor-Multivibrator sperrt in der Ruhelage das Gitter des Hauptablenk-Multivibrators, so daß alle dort eintreffenden Triggerimpulse zunächst unwirksam sind. Gelangt nun über die Verzögerungstriggerschaltung ein verzögerter Triggerimpuls auf die Anode des Tor-Multivibrators, dann spricht das Hauptablenkgerät je nach der Einstellung der Stabilität (deren Wirksamkeit unverändert bleibt) entweder sofort (freilaufend) an, oder es wird vom nächsten Triggerimpuls der Hauptablenk-Triggerschaltung ausgelöst. Die Rückstellschaltung tastet nach Ablauf des Ablenkvorganges den Tor-Multivibrator wieder um, und dieser sperrt den Hauptablenkgenerator, bis wieder ein verzögerter Triggerimpuls eintrifft.

Zur Ablenkung auf dem Schirm kann wahlweise die Sägezahnspannung des Hauptablenkgenerators oder aber diejenige der Verzögerungsablenkeinheit auf den Ablenkverstärker geschaltet werden. Bei Verwendung des Verzögerungsablenkgenerators wird zur Erleichterung der Einstellung des gewünschten Teilbereichs am Schirm der vom Hauptablenkgenerator erfaßte Ausschnitt zusätzlich hellgesteuert. Die Hellsteuerung erfolgt bei getriggerten Zeitablenkgeneratoren sehr einfach mit der Rechteckspannung des Multivibrators. In der beschriebenen Betriebsart werden die Rechteckimpulse des Verzögerungs- und des Hauptablenkgenerators einer Mischschaltung zugeführt, die die zusätzliche Aufhellung des Ausschnittes bewirkt.

Für die Dimensionierung des Zeitablenkverstärkers gelten grundsätzlich die gleichen Voraussetzungen wie für den Vertikalverstärker, der im Heft 11 behandelt wurde. Gleichspannungskopplung ist für die lineare Verstärkung der Ablenk-Sägezahnspannung unerlässlich. Da keine hohen Verstärkungsgrade erforderlich sind, genügen bei Oszillografen bis etwa 30 MHz oberer Grenzfrequenz und einer Ablenkung von maximal 200 ns über den ganzen Schirm noch Kaskadenverstärker den Anforderungen. Im allgemeinen werden sogar nur Katodenverstärker zur Phasenumkehr und symmetrischen Ansteuerung der Ablenkplatten verwendet. Für noch schnellere Zeitablenkung müssen dann wieder Kettenverstärker eingesetzt werden. (Wird fortgesetzt)

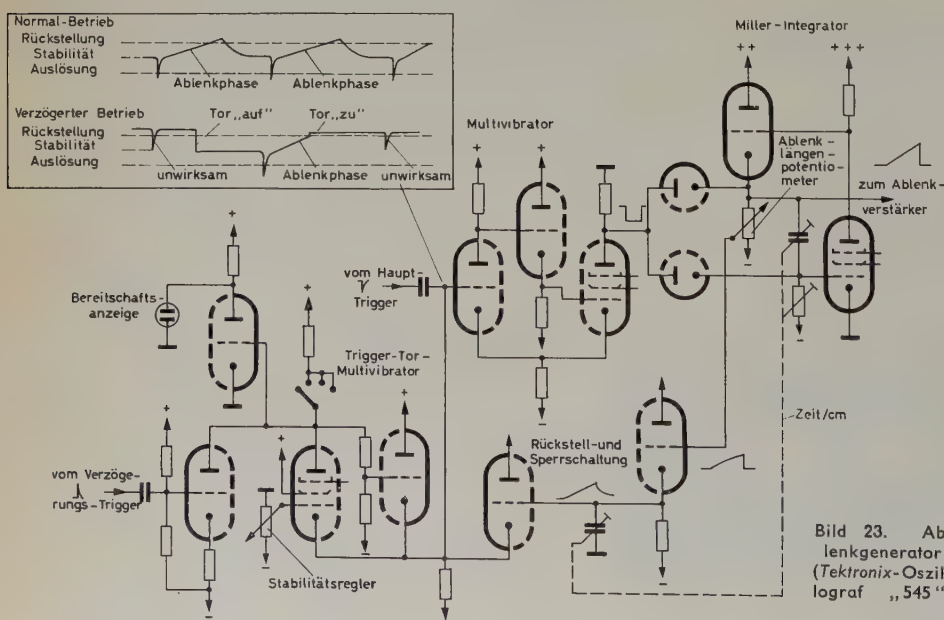


Bild 23. Ablenkgenerator (Tektronix-Oszillograf „545“)

Schrifttum

- [19] Thiele, G.: Berechnungsanleitung für Flip-Flop-Schaltungen. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 7, S. 212-215; Nr. 8, S. 250-252, u. Nr. 9, S. 274-276
- [20] Holle, W.: Die elektrische Integration. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 11, S. 335-336



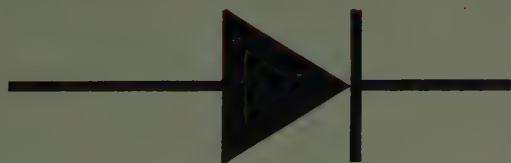
Silizium höchster Reinheit

für Gleichrichter bis zu den größten Leistungen

Wissenschaftlern und Ingenieuren
des Hauses Siemens gelang es,
Silizium höchster Reinheit
technisch herzustellen.

Damit erschließen sich der Gleichrichtertechnik
völlig neue Wege.

Schon die Betriebsdaten
der von uns entwickelten Siliziumzellen,
der Bausteine für Anlagen und Geräte,
zeigen diesen großen Fortschritt.



Zulässige Spitzen-Sperrspannung im Betrieb 600 V, Stromdichte (Effektivwert) etwa 200 A/cm²,
Wirkungsgrad bis 99,6%, zulässige Umgebungstemperatur bei Nennleistung 50°C

JANET, Übertragung mit meteorischer Streuung

DK 621.396.1:621.371

Unter den verschiedenen Arten von Streuübertragung elektromagnetischer Wellen ist diejenige, die mit Hilfe der ionisierten Meteorspuren zustande kommt, die jüngste. Sie beseitigt Schwierigkeiten, die bisher für unüberwindlich gehalten wurden. Wie ihre um wenige Jahre älteren Geschwister, die troposphärische und ionosphärische Streuenausbreitung, dehnt auch die meteorische Streuung die Reichweiten im UKW-Gebiet weit über den Funkhorizont aus. Die ersten Versuchsstrecken in Kanada (Bild 1) waren etwa 1000 km lang [1], lagen also in der gleichen Größenordnung wie die mit ionosphärischer Streuung arbeitenden Strecken. Die verwendeten Wellenlängen sind etwas kürzer; man arbeitet zwischen 30 und 100 MHz.

Der wirtschaftliche Unterschied liegt in der benötigten Sendeleistung und im Antennenaufwand. Für die ionosphärische Streuübertragung braucht man leistungsstarke Sender und scharf bündelnde Richtantennen, für die meteorische Streuenausbreitung genügen Sender von 500 W und Yagi-Antennen mit 5 Elementen. Dem kleineren Aufwand entsprechend, ist auch die übertragene Nachrichtenmenge kleiner. Über die Versuchsstrecken in Kanada wurden etwa 34 Worte/min übertragen. Dies ist nicht viel, kann aber, zum Beispiel in wenig erschlossenen Gebieten, durchaus für eine Funkstrecke genügen. Die Grenze, bis zu der Frequenzband und Nachrichtenfluß gesteigert

antenne so groß gewählt werden, daß auch der Durchschnittspegel der Streuung zum Empfang ausreichte. Erst als 1950 der Gedanke aufkam, sich mit einer intermittierenden Übertragung zu begnügen, wurden diese „günstigen“ Meteorspuren auf ihre Häufigkeit, Raumverteilung und Lebensdauer genauer untersucht.

1.1 Häufigkeit

Die Häufigkeit und die Änderung der Häufigkeit mit der Zeit hängt von der Richtung der Funkstrecke und ihrer mittleren geographischen Breite ab. Für die Strecke Cedar Rapids, Iowa — Sterling, Va. (etwa 40°) ergibt sich zum Beispiel ein Tagesgang nach Bild 3 [3]. Ihm ist ein Jahresgang überlagert, der durch die jeweilige Orientierung der Erdachse in bezug auf die Umlaufbewegung der Erde und die geographische Breite der Übertragungsstrecke bestimmt ist. Für die nördliche Halbkugel ist die Häufigkeit im Herbst größer als im Frühjahr. Am Äquator ist die Häufigkeit größer als an den Polen. Diesen beiden periodischen Abhängigkeiten ist noch eine unregel-

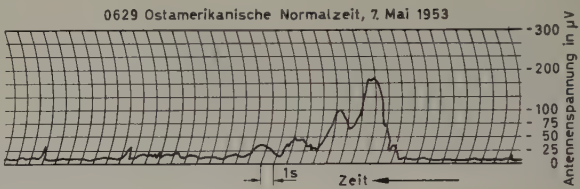


Bild 2. Oszillogramm günstiger durch Meteoriten verursachter Ionisationen

mäßige Abhängigkeit überlagert, denn die mittlere Häufigkeit günstiger Meteorspuren hängt davon ab, ob sich die Erde oder das ganze Sonnensystem durch mehr oder weniger dichte Wolken kosmischen Staubes oder durch die Spuren von Kometen hindurch bewegt. Man kann sich diese Beziehungen leicht erklären, wenn man sich vorstellt, wie sich die einzelnen Punkte der Erdoberfläche gegenüber dem Sonnensystem infolge der Erdumdrehung und des Erdumlaufes um die Sonne bewegen.

1.2 Raumverteilung

Da die einzelnen kosmischen Staubeilchen Geschwindigkeiten haben, die teilweise weitaus größer sind als die Geschwindigkeit der Erde, treten sie unter den verschiedensten Winkeln in die Erdatmosphäre ein. Vorzugsweise fallen sie unter dem Einfluß der Schwerkraft senkrecht zur Erde. Senkrechte Meteorspuren sind aber niemals „günstige“ Spuren. Denkt man sich die Erde eben, so würden nur die im Horizont (also sehr weit weg) liegenden Spuren „günstige“ sein, wie man es sich leicht klar machen kann, wenn man sich diese Spuren als

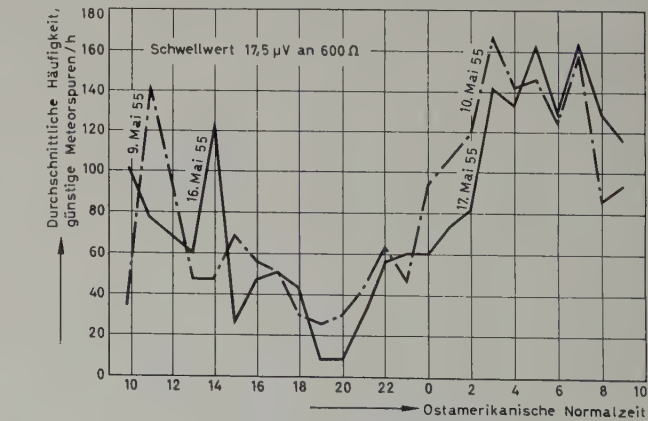


Bild 3. Durchschnittliche Häufigkeit günstiger Meteorspuren auf der Strecke Cedar Rapids, Iowa — Sterling, Va.

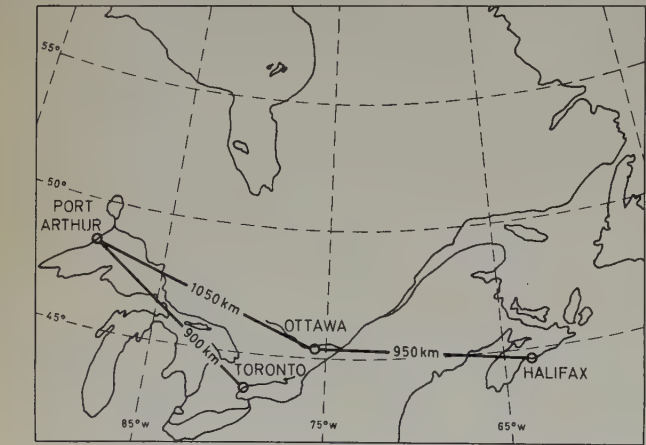


Bild 1. Karte verschiedener Versuchsstrecken des JANET-Verfahrens in Kanada

werden können, ist heute noch nicht mit Sicherheit anzugeben. Die nach den derzeitigen Erkenntnissen erzielbare Reichweite beträgt 2400 km.

1. Der Ausbreitungsvorgang

Schon bei der Untersuchung der ionosphärischen Streuenausbreitung [2] war man sich darüber klar, daß diese Ausbreitung im wesentlichen auf zwei Ursachen zurückzuführen ist:

- a) auf die stets vorhandene Inhomogenität der Ionosphäre, auf ihre wolkige Struktur, an der die Ultrakurzwellen, die eine homogene Ionosphäre ohne Reflexion durchdringen würden, zu einem geringen Teil gestreut werden und deshalb in etwa 1000...2000 km Entfernung vom Sender wieder zur Erde gelangen;
- b) auf die in großer Zahl dauernd durch den Einfall von Meteoriten entstehenden Ionenspuren verhältnismäßig kurzer Lebensdauer ($\sim 0,1$ s). Einige wenige dieser Ionenspuren liegen in ihrer Richtung so günstig zur Übertragungsstrecke, daß sie um mehrere Zehnerpotenzen mehr Leistung zur Empfangsstelle reflektieren als der Durchschnitt (Bild 2) [3].

Die unter b) erwähnten günstigen Meteorspuren waren zunächst wertlos. Um eine kontinuierliche Übertragung sicherzustellen, mußten Sendeleistung und Antennengewinn der Sende- und Empfangs-

dünne, spiegelnde Rundstäbe vorstellt. Infolge der Erdkrümmung stehen aber die weit entfernten vertikalen Spuren nicht mehr senkrecht auf der Horizontebene, liefern also keinen Beitrag zur Übertragung.

Daß es also überhaupt „günstige“ Spuren gibt, ist lediglich ihrer statistischen Richtungsverteilung zu verdanken. Diese ist nicht nur ortsabhängig, sondern auch zeitabhängig, und die Berechnung der Verteilung der günstigen Spuren über das Himmelsgewölbe bereitet deshalb einige Schwierigkeiten [4]. Eines kann man aber sofort voraussagen: Der Zenit in 100 km Höhe über dem Großkreis, mitten zwischen Sender und Empfänger, wird zur meteorischen Streuübertragung nichts beitragen, obwohl dieser Punkt für die ionosphärische Streuung der wichtigste ist, denn in diesem Punkt sind die Meteorspuren nur dann günstig, wenn sie horizontal liegen; solche Spuren sind aber sehr selten, da sie nur bei extrem hohen Geschwindigkeiten der Meteoriten entstehen können.

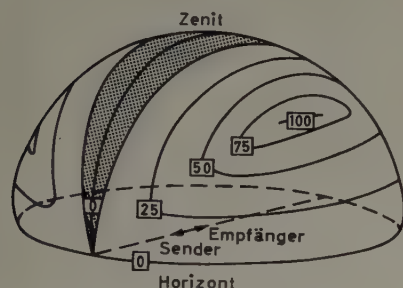


Bild 4. Verteilung der günstigen Meteorspuren über das Himmelsgewölbe für eine Entfernung von 1000 km zwischen Sender und Empfänger

Läßt man die zeitliche Abhängigkeit außer Betracht und sieht man zunächst auch davon ab, daß die Entfernung zwischen Sender und Empfänger eingeht, so erhält man die im Bild 4 dargestellte Verteilung [4]. Da sich die Richtungsverteilung der Meteorspuren im Laufe des Tages ändert, wird die Verteilung nach Bild 4 in Wirklichkeit

nicht unbeträchtlich verändert; das Schwergewicht verlagert sich auf die eine oder andere Hälfte des Himmelsgewölbes, und zwar hängt dies wieder von der Richtung der Übertragungsstrecke ab. So liegt zum Beispiel nördlich vom Äquator für eine Ost-West-Strecke das günstigste Reflexionsgebiet am Morgen nördlich, am Abend südlich des Großkreises. Für eine Nord-Süd-Strecke liegt es tags östlich, nachts westlich vom Großkreis. Die Abweichungen der günstigsten Abstrahlrichtung vom Großkreis können bis zu 20° betragen, so daß sie auch bei den Antennen geringer Bündelung, wie sie bei meteorischer Streuenausbreitung verwendet werden, zu beachten sind [5].

1.3 Lebensdauer

Die Zeit, während der eine Meteorspur hinreichend reflektiert, hängt von der Größe und der Geschwindigkeit des Meteoriten ab. Die Größe der Staubteilchen, die günstige Meteorspuren verursachen, liegt etwa bei 10^{-4} g. Doch hängt der Erfolg von der aufgewendeten Sendeleistung, Antennenbündelung und Empfängerempfindlichkeit sowie von der Übertragungsfrequenz ab. Täglich wird die Erde von etwa 10^{10} Teilchen der verschiedensten Größe getroffen. Nur 1‰ davon ist so groß, daß das Verglühen nachts beobachtet werden kann (Sternschnuppen). Jedes Teilchen hinterläßt eine Ionisationsspur von vielen Kilometer Länge, in der die Elektronendichte zwischen 10^{10} und 10^{16} Elektronen/m liegt. Nach ihrem Entstehen dehnt sich die Ionisationsspur (die anfangs nur einige Zentimeter Durchmesser hat) seitlich aus, und die Elektronendichte nimmt durch Rekombination ab. Beträgt die Anfangsdichte weniger als 10^{14} Elektronen/m, so fällt das Reflexionsvermögen nach einem momentanen Anstieg exponentiell ab (Bild 2). Diese Art von Meteorspuren wird als „underdense“ (underdense) bezeichnet.

Ist dagegen die Anfangsionisation größer, weil zum Beispiel die Masse des ionisierenden Meteoriten größer war, so bleibt das Reflexionsvermögen über längere Zeit hinreichend groß (Bild 5). Diese Art von Spuren wird als „overdense“ (overdense) bezeichnet. Der Abfall erfolgt nicht monoton, sondern durchläuft mehrere Maxima und

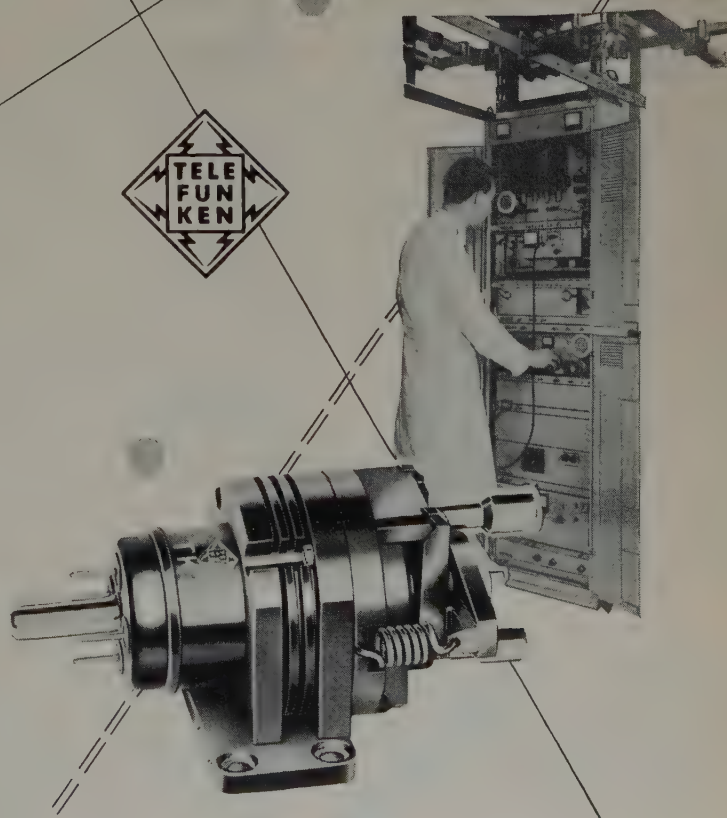
TELEFUNKEN

TK 7,

ein neues Innenkreis-Reflexklystron, durchstimmbar von 3,5 ... 4,3 GHz. HF-Ausgangsleistung 2,7 W bei einer elektronischen Bandbreite von 20 MHz. Besonders geeignet für Senderendstufen und Modulationsstufen. Zur Verwendung in Richtfunkanlagen, die Fernsehprogramme oder Telefongespräche in 600 Kanälen übertragen.

TELEFUNKEN

RÖHREN-VERTRIEB
ULM · DONAU



Minima. Dieser Vorgang hängt mit der Bewegung des Meteoriten und der Ausweitung der Spur zusammen, die wie ein Beugungsspalt veränderlicher Breite ein Beugungsdiagramm mit einer wachsenden Zahl der Maxima hervorruft. Dieser Vorgang wurde in den obigen Ausführungen vernachlässigt, und es wurde zur Abkürzung einfach von „Reflexionen“ gesprochen. In Wirklichkeit erfährt aber die einfallende Welle an der Ionisationsspur eine sehr verwickelte Streuung, die nur in einer Dimension (in der Spurebene) als spiegelnde Reflexion bezeichnet werden kann, quer zur Spur dagegen ein typischer Beugungsvorgang ist, weil hier der Durchmesser der Spur mit der Wellenlänge vergleichbar wird [6].

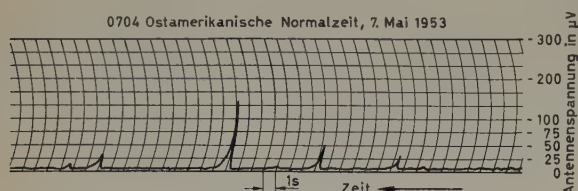


Bild 5. Überdichtete Meteorspur

Man könnte vermuten, daß die „überdichten“ Spuren wegen ihrer längeren Lebensdauer für die Übertragung von Signalen günstiger als die kurzlebigen „unterdichten“ Spuren sind. Das trifft jedoch nicht zu. Bei „unterdichten“ Spuren ist die Wahrscheinlichkeit gering, daß gleichzeitig mehrere Übertragungswege vorhanden sind. Man braucht deshalb keine Interferenzen der Trägerfrequenz zu befürchten und kann bis zu hohen Frequenzen modulieren. Bei „überdichten“ Spuren können dagegen wie bei Kurzwellen gleichzeitig mehrere Ausbreitungswege vorhanden sein, weil während der langen Lebensdauer der „überdichten“ Spur an anderen Stellen andere Spuren entstehen können, so daß die über verschiedene Wege ankommende Hochfrequenz interferiert. Die am Empfangsort resultierenden schnellen Feldstärkeschwankungen verbieten höhere Modulationsfrequenzen.

Versuche mit extremer Schnelltelegrafie (6400 Hz) und Prüfzeichen von 50 kHz [3] sowie Bildtelegrafieversuche mit 106 kHz [7] lassen noch keine Begrenzung durch Mehrfachwege erkennen. Dies ist ein wesentlicher Vorteil der meteorischen Streuübertragung.

1.4 Betrachtungen zur Frequenzbandbreite und zum Antennengewinn

Unabhängig von dem oben geschilderten Vorteil der meteorischen Streuenausbreitung, keine wesentlichen Mehrfachwege zu haben, ist unter den gegebenen Verhältnissen das intermittierende Verfahren einem kontinuierlichen Übertragungsverfahren grundsätzlich überlegen. Das ist nicht ohne weiteres einzusehen. Bezeichnet man mit P_S die Sendeleistung, mit G_S und G_E den Gewinn der Sende- oder Empfangsantenne, mit λ die Übertragungswellenlänge und mit q die Anzahl der Elektronen/m, so ist nach [8] die Spitzenleistung des Echos am Empfänger $P_E = P_S G_S G_E \lambda^3 q^2$. Die mittlere Dauer des einzelnen Echos ist proportional λ^2 und die Anzahl der günstigen Meteorspuren proportional A , der Ionosphärenfläche, die von Sende- und Empfangsantenne gemeinsam erfaßt wird. Nach den bisherigen Messungen kann man die Anzahl der Echos, die von Spuren mit einer Elektronendichte $> q$ herrühren, etwa mit q^{-k} angeben, worin je nach Tages- und Jahreszeit $1 < k < 2$. Die Gesamtzahl aller zu berücksichtigenden Echos ist also $A q^{-k}$. Bezeichnet q_0 jene Elektronendichte, für die die am Empfänger ankommende Nutzleistung so groß ist wie das Rauschen, so wird der durchschnittliche Anteil der Zeit, während der eine meteorische Übertragungsstrecke brauchbar ist, die „Dienstzeit“ (Duty cycle), $D \sim \lambda^2 A q_0^{-k}$. Die Leistung am Empfänger ist dann während dieser Zeit

$$P_{E0} \geq P_S G_S G_E \lambda^3 q_0^2 \quad (1)$$

Der Mindestbetrag von P_{E0} ist durch das Gesamtrauschen gegeben. Es setzt sich im Meterwellenbereich aus dem Eigenrauschen des Empfängers und aus kosmischem Rauschen zusammen. Letzteres ist der Bandbreite B des Empfängers und λ^n proportional. Für den zu betrachtenden Wellenbereich ist $n \sim 2,3$. Mit den vorstehenden Angaben ist das durch die Natur gegebene Verhalten der Über-

tragungsstrecke beschrieben. Wie muß man nun die willkürlich wählbaren Größen B , G_S und G_E bemessen, damit der Informationsfluß I möglichst groß wird?

Aus Gl. (1) und der Größe des Rauschens folgt

$$P_S G_S G_E \lambda^3 q_0^2 = B \lambda^n$$

$$B = P_S G_S G_E \lambda^{3-n} q_0^2 \quad (2)$$

Der Informationsfluß I ist das Produkt aus Bandbreite und Dienstzeit, also

$$I \sim P_S G_S G_E \lambda^{5-n} A q_0^{2-k} \quad (3)$$

Diese Beziehung ist nicht für beliebige Werte gültig, weil obige vereinfachte Annahmen für die Anzahl der Meteore und ihre Elektronendichte sowie für die Dienstzeit D nur beschränkt gelten. Auch darf D aus betrieblichen Gründen nicht beliebig klein gemacht werden. Aus Gl. (1) und (3) folgt

$$I \sim (P_S G_S G_E \lambda^3)^{k/2} \cdot \lambda^{2-n} \cdot A P_{E0}^{(2-k)/2} \quad (4)$$

Hält man Sendeleistung, Wellenlänge und Antennenabmessungen (G_S , G_E und A) konstant, so wird I um so größer, je größer P_{E0} (die Empfangsleistung) gewählt wird. Diese von Eshleman [8] gegebene Ableitung ergibt also die zunächst paradox erscheinende Aussage, daß für Werte $k < 2$ der Informationsfluß ansteigt, wenn der Empfänger unempfindlicher gemacht wird. Dieser scheinbare Widerspruch klärt sich sofort auf, wenn man bedenkt, daß für den Empfindlichkeitsverlust eine größere Übertragungsbandbreite eingetauscht wird.

Will man die Abhängigkeit des Informationsflusses von der Wellenlänge betrachten, so kann man dabei die Antennen proportional der Wellenlänge verkleinern, wie das Eshleman [8] tut (also G_S , G_E und A als konstant annehmen), oder mit konstantem Antennenaufwand rechnen. Wählt man den zweiten Weg, so wird, wenn man außerdem zur Vereinfachung $G_S = G_E = G$ und $G \sim A^{-1}$ setzt, $G = G_0 \lambda_0^2 \lambda^{-2}$, und man erhält aus Gl. (3)

$$I \sim P_S G_0 \lambda_0^2 \lambda^{3-n} q_0^{2-k} \quad (5)$$

Für kleine Meteore, die den Hauptbeitrag zu einer meteorischen Streuübertragung liefern, ist $k \sim 1$. Setzt man außerdem für $n \sim 2,3$, was nach den bisherigen Messungen zulässig scheint, so wird

$$I \sim P_S G_0 \lambda_0^2 \lambda^{0,7} q_0, \quad (6)$$

und man erkennt, daß der Informationsfluß bei der meteorischen Streuenausbreitung mit kleiner werdender Wellenlänge verhältnismäßig langsam abnimmt. Dies ist ein wesentlicher Vorteil gegenüber der ionosphärischen Streuenausbreitung, bei der I etwa mit $\lambda^{2,7}$ abnimmt. Bei Einführung der obigen Vereinfachungen wurde stillschweigend vorausgesetzt, daß durch die mit der Verkleinerung der Wellenlänge eintretende Verschmälerung der Antennencharakteristik nicht etwa die Anstrahlung der Ionosphäre auf ungünstige Bereiche verlagert wird. Es soll nach wie vor durch beide Richtantennen eine gemeinsame Fläche A der Ionosphäre erfaßt werden, in der die Anzahl der günstigsten Meteorspuren ausreicht.

Für die zukünftige Entwicklung ist zu beachten, daß man Meteore kleiner Größe, die nachts keine sichtbare Leuchterscheinung ergeben, erst seit wenigen Jahren statistisch ausgewertet. Wenn auch die durch die Erdbewegung entstehenden täglichen und jahreszeitlichen Schwankungen für absehbare Zeit unverändert bleiben werden, so kann man wohl kaum voraussagen, welche unregelmäßigen Schwankungen der mittleren Häufigkeit und Meteorengröße zu erwarten sind, weil diese durch die Verteilung des kosmischen Staubes in unserem Sonnen- und Milchstraßensystem bedingt sind, über die man noch wenig weiß.

2. Die Anlage JANET

Will man unter Ausnutzung der meteorischen Streuung eine Nachricht übertragen, so muß dafür gesorgt werden, daß die Nachricht nur dann gesendet wird, wenn eine günstige Meteorspur besteht. Anderenfalls käme die Nachricht nur in unzusammenhängenden Bruchstücken beim Empfänger an. Um das Vorhandensein einer günstigen Meteorspur feststellen zu können, muß vom Sendeort A

(Bild 6) dauernd gesendet werden (zum Beispiel der unmodulierte Träger f_A). Wird am Empfangsort B empfangen, so muß ein Zeichen von B nach A zurückgegeben werden, aus dem am Sendeort A zu erkennen ist, daß eine Übertragungsmöglichkeit besteht. Für diese Rückmeldung werde die Frequenz f_B benutzt.

2.1 Getrennte und gemeinsame Regelung für Hin- und Rücksendung

Bild 6 stellt eine vollständige Nachrichtenverbindung für beide Richtungen dar (Nachricht I von A nach B und Nachricht II von B nach A). Für jede Richtung ist ein besonderer Regelkreis vorhanden, der die geregelten Speicher, in denen die ankommende Nachricht gespeichert wird, zur Abgabe der Nachricht an den Sender veranlaßt. Obwohl die im Bild 6 dargestellte Anlage mehr Geräte umfaßt als die im Bild 7 dargestellte, ist ihr Umfang nicht wesentlich größer, denn die als Regelsender und Regelempfänger bezeichneten Geräte sind verhältnismäßig einfach, da auf den Rückmeldefrequenzen f_B und f_A' keine Modulation übertragen zu werden braucht. Das Frequenzband des Empfängers darf schmal sein. Wegen der infolgedessen geringen Rauschleistung genügt auf der Gegenstation ein verhältnismäßig schwacher Sender [4].

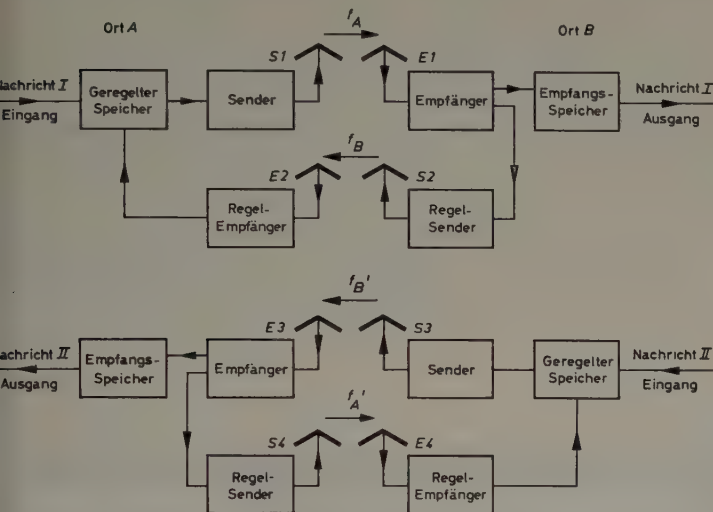


Bild 6. Übertragung zweier Nachrichten I und II in entgegengesetzten Richtungen. Regelung durch zwei voneinander unabhängige Regelkreise

Bei getrennter Regelung der beiden Nachrichtenwege wird jeder Weg voll ausgenutzt. Es wird immer Nachricht übertragen, sobald die Feldstärken von f_A bzw. f_B' genügend über dem Störpegel liegen. Die beiden Wege AB und BA sind in dieser Beziehung keinesfalls gleichwertig. Der von den Empfangsantennen aufgenommene Störspiegel besteht nämlich hauptsächlich aus kosmischem Rauschen (gute Lage der Stationen bezüglich irdischer Störquellen und rauschfreie Eingangsschaltung vorausgesetzt). Die Empfangsantennen $E1$ und $E3$ (Bild 6) sind aber auf nahezu diametral entgegengesetzte Punkte des Himmels gerichtet. Das von $E1$ oder $E3$ empfangene kosmische Rauschen kann also sehr verschiedene Werte haben. Während zum Beispiel ein Meteorecho für eine Übertragung von A nach B ausreicht, weil das kosmische Rauschen für $E1$ klein ist, kann die Übertragung in entgegengesetzter Richtung weit von jeder Brauchbarkeit entfernt sein, weil zufällig $E3$ durch kosmisches Rauschen stark gestört wird.

Bei gemeinsamer Regelung (Bild 7) entfällt diese unterschiedliche Ausnutzung der beiden Übertragungsrichtungen. Der Empfänger mit dem jeweils größeren Störpegel entscheidet, ob Nachricht übertragen werden soll oder nicht. Insgesamt ist also die „Dienstzeit“ (Duty cycle) bei einer Schaltung nach Bild 7 kleiner als bei einer solchen nach Bild 6.

Ein entscheidender Vorteil würde sich allerdings für das Verfahren nach Bild 7 ergeben, wenn hier wirklich der Frequenzbedarf nur halb so groß wäre wie im Bild 6. Dies ist aber nicht der Fall. Die Frequenzen f_A und f_B werden moduliert und benötigen deshalb unter Umständen Bandbreiten von 10^5 Hz (für Bildtelegrafie). Die Frequenzen f_B und f_A' brauchen nur Einschaltvorgänge zu übertragen, so daß ihre Bänder auf etwa 10^2 Hz beschränkt werden können. f_B und f_A'

PHILIPS

Es gibt eine ganze Reihe von Daten, die einen Oszillographen für die Praxis interessant machen. Hier soll der NF-Oszillograph GM 5666 mit hochempfindlichen Gleichspannungsverstärkern vorgestellt werden. Der Vertikalverstärker hat dabei einen Ablenkfaktor von $3\text{mV}_{\text{ss}}/\text{cm}$ aufzuweisen. Der Zeitmaßstab reicht von $0,3\text{s}/\text{cm}$ bis zu $1,5\mu\text{s}/\text{cm}$ und durch Bilddehnung schließlich bis zu $0,15\mu\text{s}/\text{cm}$. In beiden Ablenkrichtungen läßt sich das Bild bis auf das 10fache vergrößern. Viele Synchronisier- und Triggermöglichkeiten eröffnen diesem Oszillographen eine ganze Reihe von Anwendungsmöglichkeiten. Mit Hilfe zusätzlicher Verstärker-Umschalter lassen sich mehrere Vorgänge gleichzeitig abbilden. Außerdem können Einrichtungen für die photographische Registrierung oder für die Großprojektion der Schirmbilder geliefert werden.

... wenn es um Elektronik geht



ELEKTRO SPEZIAL

Hamburg 1 · Mönckebergstraße 7
Philips-Haus

brauchen auch keine getrennten Träger zu sein. Sie können als Pilotton über die Träger f_A und f_B' übertragen werden. Man braucht dann nicht 4 Antennenpaare wie im Bild 6, sondern nur 2 wie im Bild 7. Grundsätzlich unterscheidet sich eine derartige Schaltung mit zwei getrennten Regelkreisen von der Schaltung nach Bild 7 nur dadurch,

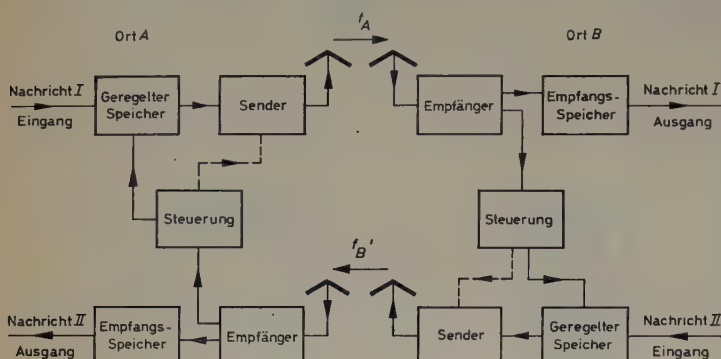


Bild 7. Übertragung zweier Nachrichten I und II in entgegengesetzten Richtungen mit einer einzigen Regelschleife. Durch Hinzufügen der gestrichelten Verbindungen und je eines Pilottones für jede Richtung entstehen zwei voneinander unabhängige Regelkreise

daß die beiden gestrichelten Verbindungen zwischen Steuerung und Sender hinzugekommen sind. Sie geben in Verbindung mit einer entsprechenden Ausbildung der Steuerungen die Möglichkeit, in jeder Richtung unabhängig von der anderen Nachricht zu übertragen und so die optimale Dienstzeit zu erreichen.

Das JANET-Verfahren der *Ferranti Electric Ltd.*, Toronto, ist das im Bild 7 dargestellte Verfahren mit einer gemeinsamen Regelung für beide Übertragungsrichtungen. Es ist nach dem römischen Gott Janus genannt, der gleichzeitig in beide Richtungen schaut.

2.2 Speicherung und Register

Damit der gleichmäßig zuströmende Nachrichtenfluß über die meteorische Streuverbindung intermittierend weitergeleitet werden kann, muß sich am Eingang jeder Station (in A und B) ein „geregelter Speicher“ befinden, der die Nachricht mit normaler Geschwindigkeit aufnimmt und auf Kommando mit wesentlich erhöhter Geschwindigkeit (10- bis 100fach) an den Sender abgibt. Bei einer einfachen Fernschreibverbindung (JANET-Verfahren) ist dieser Speicher der Lochstreifen, der durch Einstanzen der ankommenden Fünferzeichen entsteht. Damit er für die Sendung mit hinreichend hoher Geschwindigkeit ablaufen kann, wird er mit Photozellen abgetastet; dadurch werden übermäßige mechanische Beanspruchungen vermieden.

Eine andere Versuchsstrecke des *Stanford Research Institute* (zwischen Bozeman, Mont. und Palo Alto, Calif.) benutzt zur Übertragung von Telefonie Magnetband. Auf dieser Strecke werden auch Matrizen-Speicher aus Ferritspulen verwendet, wie sie von Rechengeralten her bekannt sind. Diese Speicherart hat zwar den Vorteil, daß sie mit viel höheren Geschwindigkeiten beschrieben und abgelesen werden kann als die mechanischen Träger Papier- oder Magnetband, sie hat aber den Nachteil, daß Matrizen-Speicher nicht gleichzeitig beschrieben und abgelesen werden können, was bei Papier- oder Magnetband ohne Schwierigkeit möglich ist.







Die Speicherung auf Papier- oder Magnetband bereitet allerdings noch eine Schwierigkeit: Die Bänder können mit Rücksicht auf ihre mechanische Festigkeit nicht beliebig schnell abgebremst werden. Bei Sprache schadet das nicht viel. Das Stück, das am Ende jeder Übertragungsperiode über den beabsichtigten Bremspunkt hinausläuft, wird nicht übertragen. Die dadurch in der Sprache entstehenden Lücken stören nicht, weil die Sprache infolge ihrer großen Redundanz trotzdem verständlich bleibt. Dieses Verfahren wurde auf der Strecke Bozeman—Palo Alto erprobt [4].

Bei einer Fernschreibverbindung darf man sich aber einen derartigen Verlust nicht leisten, weil schon das Fehlen von $\frac{1}{5}$ eines Zeichens zu einer untragbaren Verstümmelung führen kann. Deshalb wird beim



RELAISRÖHREN MIT KALTER KATHODE

WELCHES IST IHR STEUERPROBLEM? Bauen Sie

-  elektronische Zeitrelais und Programmsteuerungen?
-  Lichtsteuerungen (Lichtstrahlsteuerungen, Ölfeuerungsautomaten usw.) mit Photozellen oder Photohalbleitern?
-  Niveauüberwachungen in schwach leitenden Medien?
-  Schutzschaltungen für feinste und hochohmige Kontakte?
-  Überwachungseinrichtungen für kleinste Ströme?
-  Automatik- und Zähl-schaltungen?

Nur Relaisröhren mit kalter Kathode bieten alle diese Vorteile:

Stromverstärkungen bis zu vielen Millionen in einer Stufe, einfachste Schaltung und Anwendung, kein Heiztrafo, dauernde Bereitschaft ohne Stromverbrauch und Abnutzung, unempfindlich gegenüber Temperaturschwankungen von -30°C bis $+80^{\circ}\text{C}$, kurzzeitig stark überlastbar, sehr lange Brenndauer, hohe Zuverlässigkeit

Verlangen Sie bitte noch heute die folgenden vor kurzem erschienenen Anwendungsblätter mit vielen neuen Anregungen und Hinweisen:

- 17.16.11 Die Relaisröhre ER 21A für Wechselstrombetrieb
- 17.16.12 Elesta-Relaisröhren für Gleichstrombetrieb
- 17.16.08 Zeitverzögerungskreise mit Elesta-Kaltkathodenröhren

ELESTA - KALTKATHODENRÖHREN

ELESTA AG ELEKTRONISCHE STEUERAPPARATE BAD RAGAZ (SCHWEIZ)

In Westdeutschland: Ernst-Günther Hannemann • Gutleutstraße 11, Frankfurt am Main • Telefon Nr. 33 15 94

JANET-Verfahren dafür gesorgt, daß die Nachrichtenübertragung immer mit dem Ende eines ganzen Zeichens aufhört und in der nächsten Übertragungsperiode mit dem Anfang des folgenden Zeichens beginnt. Man erreicht dies durch ein Register, d.h. durch eine Anzahl in Laufrichtung hintereinander gestellter Abtastorgane.

Bild 8 zeigt das Übersichtsschaltbild eines solchen Registers, das man sich im Bild 7 zwischen dem geregelten Speicher und dem Sender denken muß. Die vom Empfänger kommenden Signale, die Beginn und Ende jeder Übertragungsperiode mitteilen, kommen zunächst zur Sperrschaltung, durch die die Eingangssperre und die Sende-steuerung betätigt werden. Letztere startet und stoppt das Laufwerk des Papierbandspeichers und steuert das fünfstufige Register.

Dies sind aber noch nicht alle Maßnahmen, die am Sendespeicher getroffen werden müssen. Es muß noch beachtet werden, daß die Speicherkapazität begrenzt ist. Man könnte sie zwar bei Papierbandspeichern sehr groß machen; dann würde aber bei gefülltem Speicher eine erhebliche Verzögerung der Nachricht entstehen, denn jedes Zeichen müßte dann vom Eingang bis zur Sendung die ganze Speicherkapazität durchlaufen. Deshalb wird die Speicherkapazität nicht größer als unbedingt nötig gemacht, und es wird in Kauf genommen, daß der Speicher gelegentlich leerläuft oder überfüllt wird. Im ersten Falle braucht man nur durch die immer kürzer werdende Papierschleife einen Kontakt zu betätigen, der auf die Sperrschaltung wirkt und die Sendung unterbricht, auch wenn günstige Ausbreitungsbedingungen vorhanden sind. Im zweiten Falle muß der Nachrichtenzufluß gestoppt werden.

Hinter den Empfängern sind gleichfalls Speicher geschaltet. Da die Zeichen als modulierte Tonfrequenz ankommen, werden sie zunächst auf Magnetband geschrieben und von diesem über ein Register dem Fernschreiber zugeführt.

2.3 Betriebserfahrungen

Außer der *Ferranti Electric Ltd.*, Toronto, und dem *Stanford Research Institute*, Menlo Park, Calif., hat auch das *National Bureau of Standards*, Washington 25 D.C., Versuche durchgeführt, und zwar auf der schon für viele andere Ausbreitungsuntersuchungen verwendeten Strecke Cedar Rapids, Iowa — Sterling Va. Die Längen dieser Strecken liegen zwischen 900 und 1500 km. Zeitweise haben sich auch die amerikanischen Radio-Amateure mit großem Eifer an der Klärung dieser überraschenden Ausbreitungsart beteiligt. Teilweise wurden die Übertragungen mit behelfsmäßigen Geräten durchgeführt, so daß noch nicht beurteilt werden kann, welche Leistungen letzten Endes zu erreichen sind.

Der Versuchsbetrieb auf der Strecke Toronto — Port Arthur (Bild 1) begann im November 1955. Die abgestrahlte Leistung war etwa 500 W. Die durchschnittliche Übertragungsgeschwindigkeit betrug 34 Wpm. Die Fehlerwahrscheinlichkeit war kleiner als 0,1%. Besonders für Kanada wird das Verfahren JANET schon in seinem jetzigen Entwicklungsstadium sehr günstig beurteilt. Zur Zeit liegen allerdings in dem Frequenzbereich, der für meteorische Streuübertragung in Betracht zu ziehen ist, noch zahlreiche Sender anderer Dienste, die

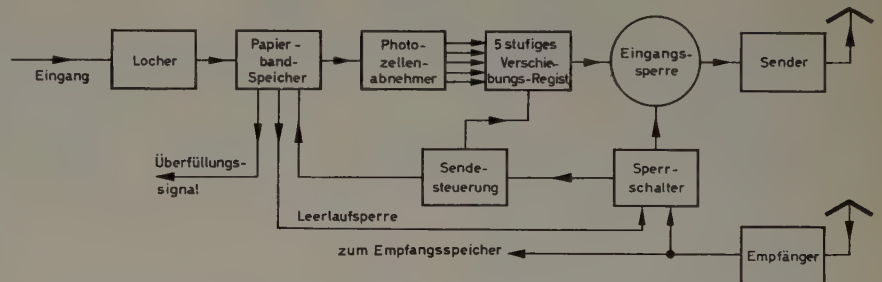
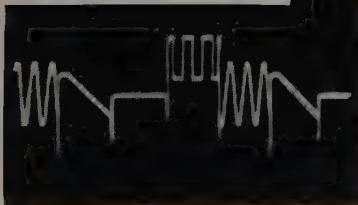


Bild 8. Anordnung des Senderegisters (Eingang: 60 Wpm, Ausgang: intermittierend 130 Wpm)

AEG MESSWESEN



Klein-Oszillograph O19 mit Gleichspannungsverstärker

hervorragend geeignet
für die Meß-, Regel-, Impuls- und Fernsehtechnik



Abmessungen 135 x 225 x 320 mm
Schirmdurchmesser 70 mm
Grenzfrequenz 4 MHz

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT

8270

auch in anderen Frequenzbereichen arbeiten könnten. Man hofft, durch eine neue Frequenzuteilung Platz für weitere meteorische Strecken zu bekommen. In Europa werden noch umfangreichere Änderungen notwendig werden, wenn hier von dem neuen Verfahren Gebrauch gemacht werden soll.

3. Schluß

Die meteorische Streuenausbreitung ist eine neue Ausbreitungsart von Ultrakurzwellen, die man noch vor 10 Jahren nicht voraussehen konnte. Wie die troposphärische und ionosphärische Vorwärtsstreuung erweitert sie die Möglichkeiten drahtloser Nachrichtenübertragung erheblich. Die in Probetrieb befindlichen Strecken haben Längen bis zu 1500 km und dienen vorzugsweise als Fernschreibverbindungen. Bis zu welchen Frequenzen diese Ausbreitungsart ausgenutzt werden kann, läßt sich noch nicht überblicken; zweifellos wird sie noch bei höheren Frequenzen anwendbar sein als die ionosphärische Streuenausbreitung, die nur mit den längeren Meterwellen arbeitet.

Die meteorische Streuenausbreitung wird wirtschaftlich mit Anlagen ausgenutzt, die durch einen geschlossenen Regelkreis zwischen Sende- und Empfangsstation einen intermittierenden Betrieb ermöglichen.

In unregelmäßigen Intervallen in der Größenordnung von Sekunden wird dabei die Nachricht während kurzer Zeitspannen von etwa 0,1 s Dauer mit großer Geschwindigkeit übertragen. Diese Betriebsweise erfordert teilweise neuartige Übertragungselemente, deren Entwicklung zur Zeit noch in Fluß ist. Das Ziel der laufenden Arbeiten besteht vor allem darin, Geräte zu schaffen, mit denen die kurzen Zeiten günstiger Übertragungsbedingungen gut ausgenutzt werden können; die Zeit, die auf die erforderlichen Einschaltvorgänge entfällt, muß möglichst abgekürzt werden.

Schrifttum

- [1] Forsyth, P. A., Vogan, E. L., Hansen, D. R., und Hines, C. O.: The principles of JANET — A meteor-burst communication system. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 45 (1957) S. 1642...1657

- [2] Eshleman, R., und Manning, L. A.: Radio communication by scattering from meteoric ionization. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 42 (1954) S. 530...536
 [3] Montgomery, G. F., und Sugar, G. R.: The utility of meteor bursts for intermittent radio communication. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 45 (1957) S. 1684...1693
 [4] Vincent, W. R., Wolfram, R. T., Sifford, B. M., Jaye, W. E., und Peterson, A. M.: A meteor-burst system for extended range VHF communications. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 45 (1957) S. 1693...1700
 [5] Vincent, W. R., Wolfram, R. T., Sifford, B. M., Jaye, W. E., und Peterson, A. M.: Analysis of oblique path meteor-propagation data from the communications viewpoint. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 45 (1957) S. 1701...1707
 [6] Lovell, A. C. B.: Radar tracks shooting stars. Radio Electronics Bd. 22 (1951) Nr. 10, S. 48, 50, 52, 54
 [7] Bliss, W. H., Wagner jr., R. J., und Wickizer, G. S.: Experimental facsimile communication utilizing intermittent meteor ionization. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 45 (1957) S. 1734...1735
 [8] Eshleman, R.: On the wavelength dependence of the information capacity of meteor-burst propagation. Proc. Instn. Radio Eng. Bd. 45 (1957) S. 1710...1714

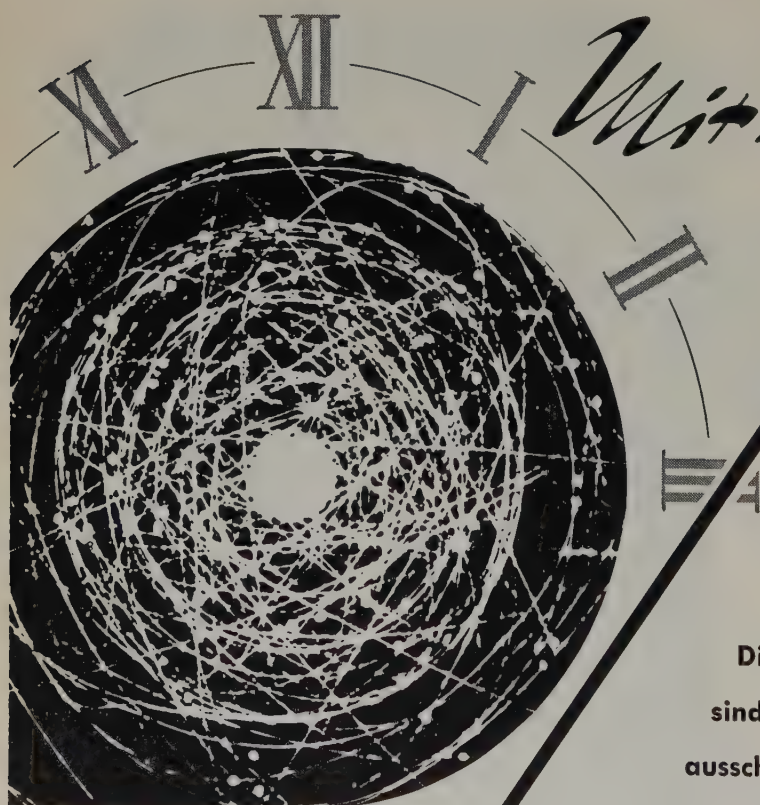
(eingegangen am 5. Juli 1958)

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

Vertriebsabteilung



Mit der Zeit gehen-

den neuesten Erkenntnissen
aufgeschlossen, so fertig
im Dienst der Elektrotechnik
seit jeher das



KONDENSATOREN

Die gesamten Einrichtungen des Werkes
sind nur auf den **EINEN** Zweck abgestellt:
ausschließlich Kondensatoren —
immer bessere Kondensatoren herzustellen!

HYDRA WERK AKTIENGESSELLSCHAFT BERLIN N 20

Kaltkathodenröhren als Schaltverstärker und Schalter

DK 621.385.12:538.567.3:621.316.54

Die im Glimmentladungsbereich arbeitenden und wie ein Thyatron steuerbaren Kaltkathoden-Glimmrelaisröhren haben insbesondere in der Automatisierungstechnik ein sehr umfangreiches Anwendungsgebiet gefunden. Die sofortige Betriebsbereitschaft ohne Anheizzeit, der Wegfall von Heiz- und Anodenruhestrom und die große Lebensdauer sind Vorteile, die in den meisten Fällen von anderen Verstärkerelementen zusammengefaßt nicht erreicht werden.

Bei Kaltkathodenröhren wird eine zwischen der Anode *A* und der Katode *K* gewünschte und stromstärkere Hauptentladung ausgelöst durch eine Hilfszündentladung mit sehr geringer Stromstärke zwischen dem Starter *S* und Katode (Bild 1). Wenn Wert gelegt wird auf eine sehr kurze Schaltzeit ($< 10 \mu s$) und wenn irgendwelche Zündverzögerungen vermieden werden sollen, so wird mit Hilfe einer ständig brennenden Hilfsentladung zwischen der Hilfselektrode *H* und Katode ein Reservoir an sofort verfügbaren Ladungsträgern bereitgestellt [1, 2].

Je nach Größe und Polarität der verschiedenen Spannungen zwischen den Elektroden *A*, *S* und *K* sind verschiedene Entladungsstrecken möglich, die insbesondere bei reinem Wechselstrombetrieb auch zu unerwünschten Entladungen führen können, etwa zwischen *S* und *A* oder zu den sogenannten Rückzündungen, nämlich dann, wenn bei positiver Katode und negativer Anode eine Entladung in umgekehrter Richtung stattfindet. Bild 1 (oben) zeigt die 4-Quadranten-Zünd-

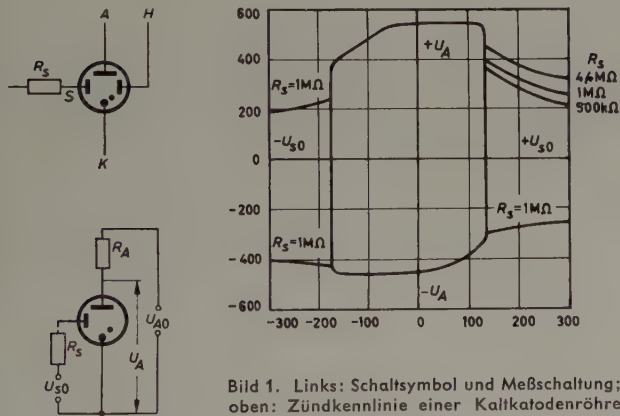
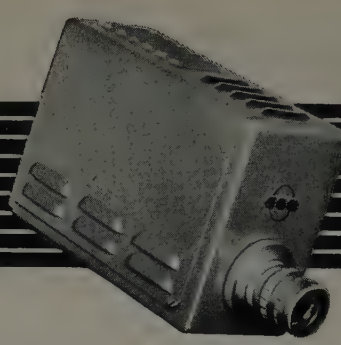


Bild 1. Links: Schaltsymbol und Meßschaltung; oben: Zündkennlinie einer Kaltkathodenröhre

kennlinie der Röhre GR16 und damit die Zusammenhänge zwischen Starter- und Anodenzündspannung. Innerhalb der geschlossenen Kurve gelegene Punkte führen nicht zur Zündung, während bei allen außerhalb gelegenen Punkten eine Entladung stattfindet; für die Röhre GR16 wird zum Beispiel vorgeschrieben, daß die Entladung nur im 1. Quadranten stattfinden darf, also bei positiver Starter- und positiver Anodenspannung. Die Starterzündspannung liegt mit etwa 130 V recht hoch, doch kann dieser Wert durch eine Vorspannung derart gewählt werden, daß die eigentliche Steuerspannung nur etwa 10 bis 20 V zu betragen braucht. Gegenüber geheizten Elektronenröhren ist das mehr, doch muß man bei den Kaltkathodenröhren bedenken, daß insbesondere bei Kippsteuerung (Kondensator im Starterkreis) oft nur mit Starterströmen von einigen Mikroampere und noch Größenordnungen darüber bis zu 40 mA (im Impulsbetrieb sogar bis zu einigen Ampere) gesteuert werden kann.


Für verschiedene Anwendungszwecke gibt es verschiedene Kalt-

982/557



FERNSEHANLAGEN
SPRECHFUNKGERÄTE

ELEKTROAKUSTIK

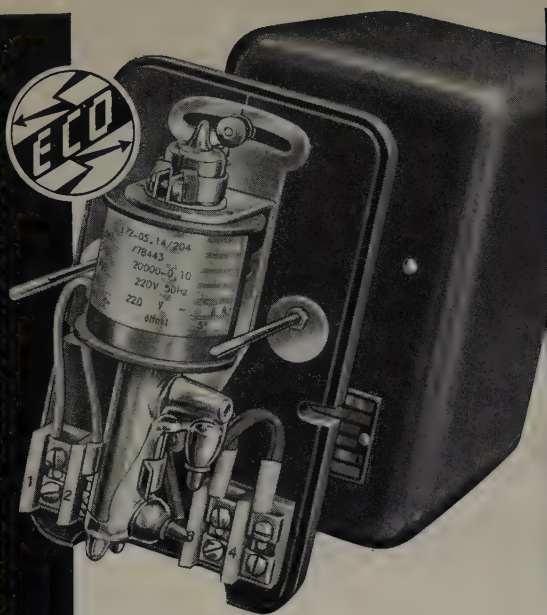


DIODEN
TRANSISTOREN

TE KA DE
NÜRNBERG 2

Industrieschaltgeräte nach VDE 0660/52

EBERLE & CO NÜRNBERG · OEDENBERGER STR. 57/65
ELEKTRO-GMBH



Elektronische Relais

Schweißzeitbegrenzer
Dämmerungsschalter
Lichtstrahlsteuerungen

Ölfeuerungsautomaten nach DIN 4787

Quecksilberrelais aller Art
Zeitschaltwerke
Drehmesserschalter

Silizium-Halbleiter

Temperaturregler und -begrenzer

Ringkerne

in Miniatur-Ausführung bis zu kleinsten Restlochdurchmessern.

Wir verarbeiten hochpermeable- und Ferrit-Ringkerne aller Arten für die verschiedensten Verwendungszwecke (z. B. für Impuls-Anlagen mit extrem kurzen Schaltzeiten) bei Drahtstärken $\geq 0,04$ mm \varnothing .

Unser Fertigungsprogramm umfaßt offene - getränkte (vacuumgetränkte) - Gießharz-Typen mit freien Enden zum direkten Einlöten in die Schaltung oder mit Novalsockel zum Stecken - Sonderwünsche werden berücksichtigt.

Wir wickeln Groß- und Kleinserien - für Laborbedarf auch Einzelstücke bei äußerst kurzen Lieferzeiten. Bei Kerngestaltung führen wir ebenfalls Lohnaufträge durch. Bitte fragen Sie an, wenn Sie irgendeinen Kleinst-Ringkern-Übertrager benötigen.

WALTER ABETZ

Techn.-phys. Werkstätten · Stuttgart W, Ludwigstr. 49/1

katodenröhren, solche mit Gleich- oder Wechselstromversorgung der Anode, mit Gleichstrom-, Wechselstrom-, Ton- oder Hochfrequenz-Steuerung des Starters, in Novalausführung oder in Subminiaturausführung, wobei letztere zur gleichzeitigen Anzeige durch Glimmlicht dienen, mit einer oder zwei Starterelektroden und auch als Elektrometer-Relaisröhre, zu deren Zündung bereits ein Starterstrom von nur 10^{-6} A genügt. Für stromstarke Entladungen gibt es Hochstrom-Schaltröhren für Gleich- oder Wechselstrombetrieb, mit denen Dauerströme von einigen Ampere und Spitzenströme bis zu 10000 A bei Impulsentladeenergien von 1000 Ws geschaltet werden können.

Bild 2 zeigt zwei typische Steuerschaltungen für Kaltkatoden-Glimmrelaisröhren. In beiden Fällen wird eine Startervorspannung erzeugt, bei der zweiten gezeigten Möglichkeit in fein dosierter Form

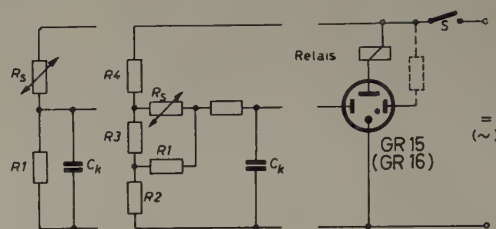


Bild 2. Zwei Steuerschaltungen für Kaltkatodenröhrenverstärker

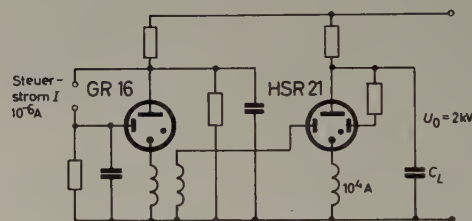


Bild 3. Hochleistungs-Schaltverstärker mit Kaltkatodenröhren

durch den Spannungsteiler R_2 , R_3 und R_4 . R_5 ist der Steuerwiderstand, durch dessen Widerstandsänderung (im gezeigten Beispiel durch Widerstandsverminderung) die Röhre gezündet wird. R_5 kann dargestellt werden durch Photowiderstände, Photozellen, Sekundärelektronen-Vervielfacher, Ionisationszellen, Standmeßelektroden in Behältern (auch für schlecht leitende Flüssigkeiten und Schüttgüter), VDR-Widerstände, empfindliche Kontakte usw. Vertauschen von R_1 und R_5 hat umgekehrtes Steuerverhalten zur Folge, nämlich Zünden bei Widerstandsvergrößerung.

Bei Gleichstrombetrieb spricht das Relais nach erfolgter Zündung an und bleibt angezogen, bis durch den Schalter S die Anodenspannung kurzzeitig unterbrochen wird. Andere Löschmöglichkeiten sind kurzzeitige negative Impulse auf die Anode, zeitabhängige Selbstlöschschaltungen mit und ohne Hilfsröhre, Selbstlöschung durch Kontakt des eigenen Relais bei Blinkschaltungen usw.

Wird Wechselstrom zur Versorgung der Anode verwendet, so wird die Glimmrelaisröhre in jeder positiven Halbwelle erneut gezündet und ein (verzögertes) Relais bleibt so lange angezogen, wie das Steuerungssignal am Starter besteht. Hiermit ist also ein reiner Ein-Aus-Schaltbetrieb möglich.

Bild 3 zeigt, wie mit Hilfe von nur zwei Kaltkatodenröhren (Glimmtriode GR 16 und Hochleistungsschaltröhre HSR 21) eine Stromverstärkung von 10^{10} möglich ist. Eine im Selbstlöschbetrieb arbeitende Impulsstufe mit der GR 16 gibt einen transformierten Schaltimpuls

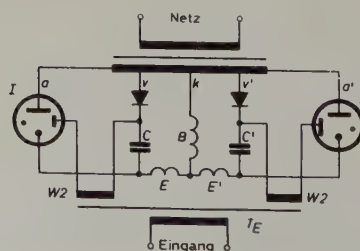


Bild 4. Kaltkatodenröhrenverstärker für Meßwertübertragungs- und Regelungsanlagen

an den Starter der HSR21 ab, wenn ein Steuerstrom von nur 1 μ A (z.B. bei Berührung der beiden Kontakte infolge Leitfähigkeit der Haut) über den Starter fließt. Als Verbraucher im Ausgangskreis der HSR21 wirkt hier beispielsweise irgendeine Induktivität, durch die dann die im Kondensator C_L aufgespeicherte Elektrizitätsmenge mit einem Spitzenstrom von 10000 A fließt.

Wenn hier auch nur von reinen Schaltverstärkern gesprochen werden soll, so wird im Bild 4 noch ein Schaltungsbeispiel eines quasikontinuierlich verstärkenden, phasenabhängigen Kaltkathodenröhrenverstärkers gezeigt [3]. Die Induktivitäten B und B' sind Steuerwicklungen eines Servomotors oder von Elektromagnetkupplungen, die den Links- oder Rechtslauf einer Regelungsanlage in Abhängigkeit von der Phasenlage einer Eingangswechselspannung zur Netzwechselspannung bewirken sollen. Wicklung B gehört zu einem Bremsmagneten. Die phasenabhängige Steuerspannung überlagert sich je einer gleichgerichteten und an C bzw. C' entstehenden Vorspannung, wobei die jeweilige Röhre nur dann zündet, wenn Anode und Starter gleichzeitig positiv sind.

Während bei den bisher beschriebenen Schaltungen Wert gelegt wird auf möglichst große Schaltverstärkung, so gibt es auch weitere Anwendungsgebiete, bei denen Kaltkathodenröhren für Gleich- und Wechselströme als „schnell ansprechende Schalter“ verwendet werden. Dort wird entweder der Effekt ausgenutzt, daß solche Schalter im nichtgezündeten Zustand einen außerordentlich hohen und im gezündeten Zustand einen geringen (für Wechselstrom sehr geringen) Innenwiderstand besitzen oder daß solche „Schalter“ von einer Wechselspannung (auch NF und HF) einen Schaltweg für eine Gleichspannung oder von einer Gleichspannung einen Schaltweg für eine Wechselspannung schließen beziehungsweise öffnen können.

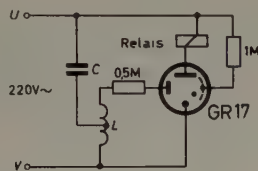


Bild 5. Tonfrequenzempfänger für Netz-Rundsteuerung und -Signalisierung

Bild 5 zeigt das Schaltbild eines viel verwendeten Tonfrequenzempfängers für Netzkommandoanlagen [4]. Bei dieser Technik für die Ferneinschaltung von Signalen und Steuerbefehlen über das allgemeine Verteilungsnetz wird eine Tonfrequenzspannung von 100 bis etwa 3000 Hz der Netzfrequenz überlagert und von den Tonfrequenzempfängern aufgenommen und ausgewertet. Der aus C und L (Induktivität des Spartrafos) bestehende Schwingungskreis ist auf die verwendete Tonfrequenz abgestimmt, und die ankommenden Tonfrequenzsignale im Wert von etwa 1...5 V werden durch Resonanzüberhöhung und Transformierung so weit hochgespannt, daß mit Sicherheit die Starter-Zündspannung erreicht wird, wodurch bei Signalgabe das Relais über die gezündete Röhre anspricht.

Im Bild 6 wird die Anwendung verschiedenartiger Kaltkathodenröhren als Sende- und Empfangsverteiler in zeitmultiplex arbeitenden Fernmeß-Übertragungsanlagen als Prinzipschaltbild gezeigt [5]. In diesem Anwendungsbeispiel werden verschiedene elektrische und mechanische

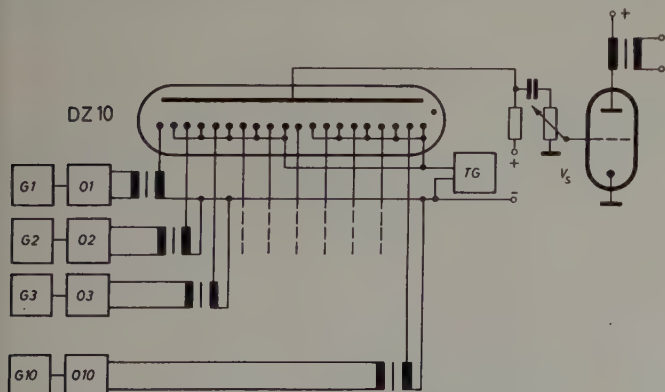


Bild 6. Sendeverteilerschalter mit Dekadenzählröhre

Bewährte Präzisionsmeßgeräte
nun mit
● erweitertem Frequenzbereich
10 kHz ... 14 MHz

- Anoden- und Heizspannung stabilisiert,
 - als Wobbelsender (für WM-1 u. LD-1) verwendbar,
 - nun im Metallgehäuse!
- für Messungen an Breitbandsystemen der koaxialen
Trägerfrequenztechn'k, der Videotechnik und für
genaue Laboruntersuchungen der

TRÄGERFREQUENZ- PEGELSENDER TFPS-42

mit Feinverstimmung und Fernsteueranschluß
von und zum Pegelmesser TFPM-43

Pegel einstellbar ... -6 ... +1 N
Pegelsicherheit ... $\pm 2\%$ v.E.

(bei 100kHz und im Bereich +1 N)

Klirrfaktor ... $\leq 0,3\%$
(bei 400kHz und +1 N.)

$R_i = R_a \geq 75\Omega$

Feinverstimmung ... ± 200 Hz
(geeicht)

Amplitudenmodulation
o ... 100kHz / o ... 100%

kleiner Klirrfaktor, schaltbare Innenwi-
derstände, auch mit db- oder V-Eichung
lieferbar.



PEGELMESSER TFPM-43

mit umschaltbarer Bandbreite und Feinverstimmung
Pegel ablesbar ... -13N ... +2N (21V ... 5,7V)

Pegelsicherheit ... $\pm 0,03$ N (bei 100kHz und Vollausschlag)

Eigenklirrdämpfung (bei 6N Empfindlichkeitserhöhung) ... α_{k2} u. α_{k3} ... ≥ 8 N

Feinverstimmung ... ± 15 kHz (geeicht)

hohe Spiegelwellendämpfung: hochliegende 1. Zwischenfrequenz (15MHz)

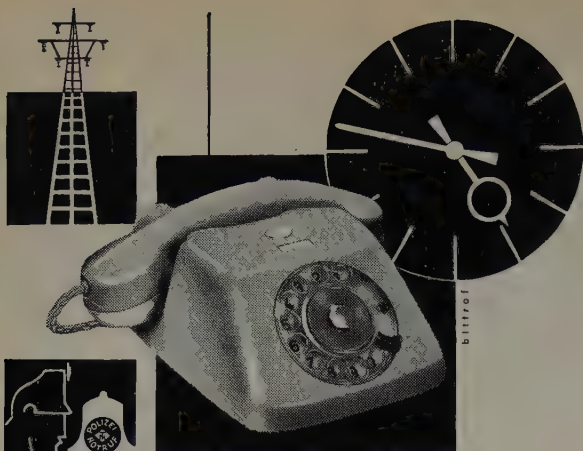
hohe Selektivität: dreifache Frequenzumsetzung:

2. Zwischenfrequenz 1MHz

3. Zwischenfrequenz 50kHz

Dieser Meßplatz wird nun mit Abstimmautomatik geliefert, bei der die Fre-
quenzabstimmung von Sender und Empfänger von 2 ... 1350kHz selbst-
tätig synchronisiert wird.

WANDEL u. GOLTERMANN
RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.



Unser Fertigungsprogramm
umfaßt das gesamte Gebiet
der Fernmeldetechnik

Für die Weltausstellung 1958 in Brüssel lieferten wir die Telefonanlage für den Deutschen Pavillon, die Feuer- und Polizei-Meldeanlage für das Ausstellungsgelände, die Fernsprechanlage für die Verkehrsregelung in der Stadt und Ausstellung sowie die Telefonanlage für das Ausstellungshotel mit 2500 Fernsprechern.

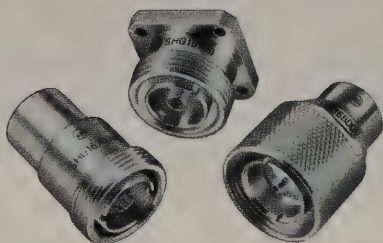
TELEFONBAU UND NORMALZEIT

FRANKFURT AM MAIN MAINZER LANDSTR. 134-146 · TELEFON 330011



HOCHFREQUENZ STECKERGARNITUREN

AUS UNSEREM FERTIGUNGSPROGRAMM



Kabelstecker und
Geräteflansche 6/16
nach DIN 47282

mit Teflon-Breitbandstützen

Technische Daten:

Verwendungsbereich 0...5000 MHz

Wellenwiderstand 60 Ω

Eigenreflexion

der Isolierstützen < 0,5 %

Ausführung MS-versilbert

Bitte fordern Sie ausführliche Druckschriften an

WILHELM SIHN JR. K.G. NIEFERN-PFORZHEIM

Meßwerte den Gebern G (z.B. verdrehbare Spulenvariometer) zugeführt, die wiederum die Frequenz der NF-Oszillatoren O modulieren. Diese NF-Oszillatoren haben eine Nullpunktfrequenz von etwa 2400 Hz, die bis zu etwa $\pm 7,5\%$ moduliert wird. Durch einen Taktgeber TG wird die Entladung der Dekadenzählröhre $DZ10$ nacheinander von einer Katode zur anderen alle 0,6 bis zu 2,4 Sekunden weiterschaltet, und somit werden nacheinander die frequenzmodu-

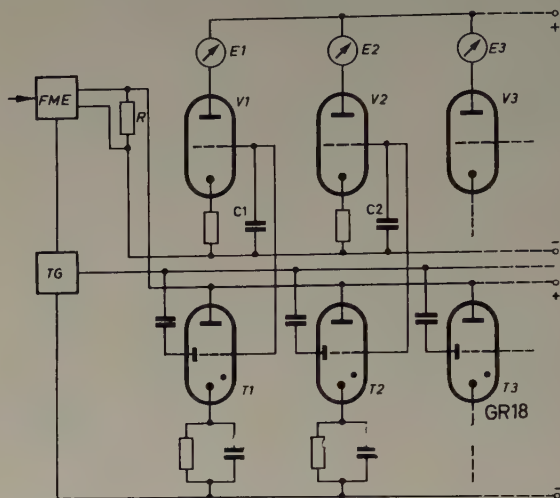


Bild 7. Empfangsverteiler mit Kaltkathodentrioden für Fernmeßanlagen

lierten NF-Schwingungen der verschiedenen Meßwerte über den jeweils zugehörigen Entladekanal dem Gitter einer Verstärkerstufe zugeführt. Dieser Sendeverteiler läßt sich selbstverständlich auch mit einzelnen Kaltkathodentrioden aufbauen, wenn eine andere Anzahl von Meßwerten zeitmultiplex übertragen werden soll.

Die Wiedergewinnung der einzelnen Meßwerte aus dem nacheinander übertragenen Modulationsgemisch ist mit Kaltkathodenröhren etwas schwieriger zu lösen, doch konnten hierfür spezielle Röhren gefertigt werden, die diese Arbeit in vollkommener Weise verrichten. Der Taktgeber TG des Empfangsverteilers (Bild 7) arbeitet synchron mit dem Sendeverteiler, und in einem elektronisch arbeitenden Kompen-sations-Frequenzdiskriminator wird die ankommende NF demodu-liert, so daß nacheinander am Widerstand R als Gleichspannungen die einzelnen Meßwerte entstehen. Diese Meßwert-Gleichspannungen werden den Kaltkathodentrioden T zugeführt, und nur an der jeweils gezündeten Kaltkathodentriode entsteht eine dem Meßwert propo-riationale Spannung, die an den Clamping-Kondensatoren C während der Dauer des Abtastzyklus festgehalten wird. Die Instrumente E zeigen den fernübertragenen Meßwert an.

In ähnlicher Weise können Kaltkathodenröhren in kontaktlosen, elektronischen Fernsprechvermittlungsanlagen verwendet werden, zur Durchschaltung der NF-Sprachverbindungswege und weiterhin für die Vermittlungsaufbauwege als Koinzidenzschaltelemente, weiter als Taktgeber, Zähl- und Speicherketten, Impulsformer usw. Die großen Vorteile (ständige Betriebsbereitschaft, Wegfall von Heizstrom, lange Lebensdauer und leicht am Glühlicht erkennbarer Schalt-zustand) machen sich hier besonders günstig bemerkbar [6, 7].

Schrifttum

- [1] Vollenweider, M.: Kenndaten und Kennlinien von Kaltkathodenröhren. Elektronik (1956) Nr. 12, S. 325-329
- [2] Staritz, R. F.: Kaltkathoden-Glimmrelaisröhren in der Automatisierungstechnik. Z. Instr. Kunde (1957) Nr. 9, S. 175-179
- [3] de Koster, H.: Induktive Meßwertübertragung und Glimmröhrenverstärker. Hasler-Mitt. (1955) Nr. 3, S. 69-74
- [4] Rieche: BBC-Tonfrequenz-Rundsteueranlagen. BBC-Sonderdr. S 1148/S
- [5] Goldstein, A.: Impulstechnik in der Fernmessung. Bull. Schweiz. elektrot. Ver. (1955) Nr. 20, S. 937
- [6] Rumpf, K.-H.: Elektronik in der Fernsprechvermittlungstechnik. Berlin u. München 1956, VEB-Verl. Technik u. Porta-Verlag
- [7] Schnittger, H.: Gesteuerte Glimmentladungen für Schalt- und Zählaufgaben. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) Nr. 2, S. 43

(eingegangen am 7. November 1958)

Die Ausnutzung des Dopplereffektes zur Bestimmung der Bahnparameter künstlicher Erdsatelliten

DK 621.396.962.23

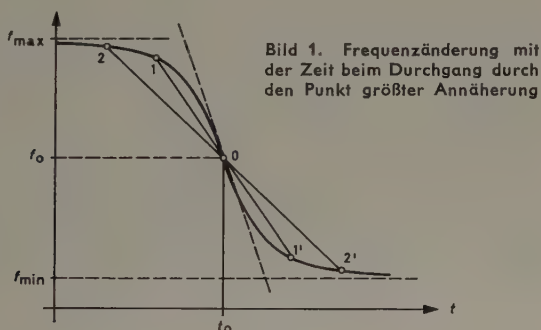
Bewegt sich ein Sender, der die Frequenz f_0 abstrahlt, mit der konstanten Geschwindigkeit v_0 auf einer geradlinigen Bahn an einem Empfänger vorbei, von dem er zum Zeitpunkt t_0 der größten Annäherung den Abstand r_0 durchläuft, dann ergibt sich aus der Entfernungsfunktion

$$r = \sqrt{r_0^2 + v_0^2 \Delta t^2} \quad (1)$$

(mit $\Delta t = t - t_0$) infolge des Dopplereffektes am Empfangsort eine Frequenzabweichung

$$\Delta f = -\frac{f_0}{c} \cdot \frac{dr}{dt} = -\frac{f_0}{c} \cdot v_0 \cdot \frac{\Delta t}{\sqrt{\Delta t^2 + \left(\frac{r_0}{v_0}\right)^2}} \quad (2)$$

Die Empfangsfrequenz hat in Abhängigkeit von der Zeit den im Bild 1 dargestellten prinzipiellen Verlauf.



Als Asymptoten erhält man (mit $\Delta t \rightarrow \pm \infty$)

$$\Delta f_m = \mp \frac{f_0}{c} \cdot v_0 \quad (3)$$

Die steilste Frequenzänderung ergibt sich bei $t = t_0$ zu

$$\left(\frac{\Delta f}{\Delta t}\right)_{\max} = -\frac{f_0}{c} \cdot \frac{v_0^2}{r_0} \quad (4)$$

Bei der Beobachtung künstlicher Erdsatelliten treten hierbei beispielsweise folgende Größenordnungen auf:

$$f_0 = 40 \text{ MHz}, \quad v_0 = 8000 \text{ m/s}, \quad r_0 = 500 \text{ km};$$

für diese Werte werden

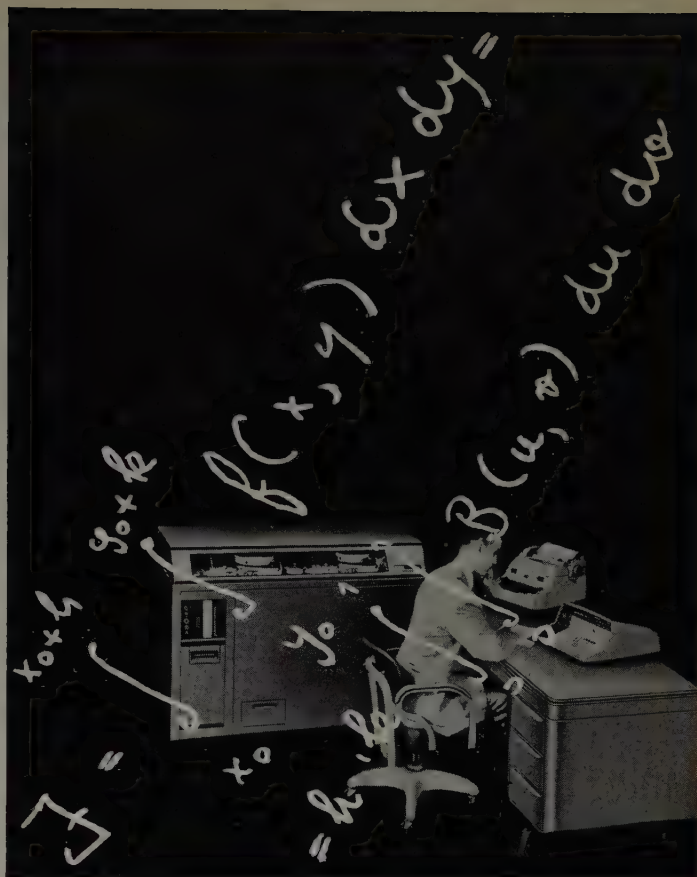
$$\text{die maximale Frequenzänderung: } 2 \Delta f_m = 2133 \text{ Hz},$$

$$\text{die steilste Frequenzänderung: } \left(\frac{\Delta f}{\Delta t}\right)_{\max} = -17 \text{ Hz/s} \\ = -1020 \text{ Hz/min}$$

Wird die Frequenzkurve beim Vorbeiflug eines Satelliten innerhalb des Bogens geometrischer Sicht aufgenommen, dann kann man aus ihr die Größen t_0 , r_0 und v_0 bestimmen. Wenn die Sendefrequenz f_0 hinreichend genau bekannt ist, ergibt sich der Zeitpunkt t_0 sehr einfach aus $\Delta f = 0$. Will man dabei t_0 mit einer Genauigkeit von δt bestimmen, dann erfordert das nach Gl. (4) eine Frequenzgenauigkeit von mindestens

$$\frac{\delta f_0}{f_0} = \frac{1}{c} \cdot \frac{v_0^2}{r_0} \cdot \delta t \quad (5)$$

Für obige Werte und $\delta t = 0,1 \text{ s}$ erhält man $\frac{\delta f_0}{f_0} = 4 \cdot 10^{-7}$, für größere Entfernungen entsprechend noch kleinere Werte. Zur Bestimmung des Zeitpunktes der größten Annäherung ohne genaue Kenntnis der Sende-



Direkt am Arbeitsplatz

können Techniker und Wissenschaftler jetzt einfache und komplizierte Berechnungen elektronisch schnell durchführen.

Das kaum schreibtischgroße Rechenggerät IBM 610 – der Elektronenrechner mit Kommaautomatik – ist mit Einrichtungen versehen, wie sie sonst nur Großrechenanlagen besitzen. 5- und 8-Kanal-Lochstreifen dienen der automatischen Programmsteuerung und Datenverarbeitung. Magnettrommelspeicher, Bildschirm für Registeranzeige, Kommaautomatik, Quadratwurzeloperation und andere automatische Rechenoperationen, ferner selbständige Rechenkontrollen und eine elektrische Schnellschreibmaschine sind einige hervorstechende Einrichtungen dieser kleinen elektronischen Rechenanlage.

Die große Anpassungsfähigkeit der IBM 610, die leichte Programmerstellung und die vollautomatische Arbeitsweise ermöglichen schnelle und sichere Durchführung der verschiedenartigsten Arbeiten. Einige Anwendungsmöglichkeiten: Matrizenrechnung – Lösung linearer Gleichungssysteme – Probleme der Statik und Thermodynamik – Versuchsplanung – mathematische Statistik.

IBM-Spezialisten beraten Sie gern in allen Einzelfragen.

IBM-Geschäftsstellen finden Sie in allen größeren Städten.

IBM

ELEKTRONISCHE RECHENGERÄTE

IBM DEUTSCHLAND, Internationale Büro-Maschinen Gesellschaft mbH., Hauptverwaltung Sindelfingen bei Stuttgart.

frequenz (und des Absolutwertes der empfangenen Frequenz) kann man sich der Symmetrie-Eigenschaft der Frequenzkurve bedienen (Bild 1): Legt man Strecken $1-1'$, $2-2'$ usw. so, daß sie von der Frequenzkurve halbiert werden, dann liefert der Halbierungspunkt 0 als zugehörige Abszisse die Zeit t_0 . Aus der Streuung der Schnittpunkte läßt sich die Größenordnung des Fehlers abschätzen. Der Bericht von Kotelnikow und Mitarbeitern¹⁾ gibt außer dieser grafischen Bestimmung von t_0 noch die Gleichungen für die analytische Ermittlung von t_0 durch lineare Interpolation gemessener Wertepaare an.

Ist die Geschwindigkeit v_0 aus anderen Bahnvermessungen bekannt, dann erhält man den Abstand r_0 zwischen Sender und Empfänger im Zeitpunkt der größten Annäherung einfach aus der größten Steilheit der Frequenzkurve nach Gl. (4) zu

$$r_0 = \frac{f_0}{c} \cdot \frac{v_0^2}{-\left(\frac{\Delta f}{\Delta t}\right)_{t=t_0}} \quad (6)$$

Eine weitergehende Auswertung der Frequenzkurve liefert jedoch die Geschwindigkeit v_0 und den Abstand r_0 . Der Bericht gibt hierfür folgende elegante grafische Methode an: Quadriert man die Gleichung (2) und schreibt sie in der Form

$$\left(\frac{f_0}{c}\right)^2 \cdot v_0^2 \cdot \frac{\Delta t^2}{\Delta f^2} - \Delta t^2 = \frac{r_0^2}{v_0^2} \quad (7)$$

und substituiert

$$x = \Delta t^2, \quad y = \frac{\Delta t^2}{\Delta f^2}, \quad (8)$$

dann erhält man die lineare Funktion

$$ay - x = b \quad (9)$$

mit den Parametern

$$a = \left(\frac{f_0}{c}\right)^2 \cdot v_0^2, \quad b = \frac{r_0^2}{v_0^2} \quad (10)$$

Die Auftragung im (x, y) -Koordinatensystem ergibt dann eine Gerade (Bild 2) mit den Achsenabschnitten

$$x_0 = -b = -\frac{r_0^2}{v_0^2} \quad \text{für } y = 0 \quad (11)$$

$$\text{und } y_0 = \frac{b}{a} = \left(\frac{c}{f_0}\right)^2 \cdot \frac{r_0^2}{v_0^4} \quad \text{für } x = 0. \quad (12)$$

Hieraus erhält man die gesuchten Werte zu

$$v_0 = \frac{c}{f_0} \cdot \sqrt{\frac{-x_0}{y_0}}, \quad (13)$$

$$r_0 = v_0 \cdot \sqrt{-x_0} = \frac{c}{f_0} \cdot \frac{-x_0}{\sqrt{y_0}} \quad (14)$$

¹⁾ Котельников, В. А., Дубровин, В. М., Морозов, В. А., Ржиг, О. Н., и Шаховской, А. М.: Использование эффекта Доплера для определения параметров орбиты искусственных спутников Земли. Радиотехника и Электроника 3 (1958) вып. 7, стр. 873—881

(Radiotechnik und Elektronik Bd. 3 (1958) Nr. 7, S. 873—881, 12 B., 1 Tafel)

Die Streuung der aufgetragenen Meßpunkte gibt ein Bild von der Größe der Fehler.

Solche Fehler entstehen — abgesehen von reinen Meßungenauigkeiten und dem Einfluß des Ausbreitungsweges zwischen Sender und Empfänger — dadurch, daß die tatsächlichen Satellitenbahnen keine gleichförmigen geradlinigen Bewegungen sind. Außer dieser bisher angewandten Annäherung werden in der Arbeit noch 2 weitere Approximationen untersucht:

1) Gleichförmig beschleunigte geradlinige Bewegung. Für die in der Praxis auftretenden relativ kleinen Beschleunigungen ($a_0 < 1 \text{ m/s}^2$) ist die rechte Seite von Gl. (2) mit dem Faktor

$$k_a \approx 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{a_0}{v_0} \Delta t \left[3 - \frac{\Delta t^2}{\Delta t^2 + \left(\frac{r_0}{v_0}\right)^2} \right] \quad (15)$$

zu versehen. Die Frequenzkurve $f = f(t)$ ist nicht mehr symmetrisch wie im Bild 1. Der Fehler in t_0 , der sich bei der Ermittlung nach dem im Bild 1 dargestellten Verfahren ergibt, liegt für die obengenannten Bahnwerte und eine Beschleunigung von $a_0 = 1 \text{ m/s}^2$ zwischen 0,5 und 2 s für $\Delta t = 0 \dots 250 \text{ s}$. Für v_0 und r_0 sind die Fehler vernachlässigbar.

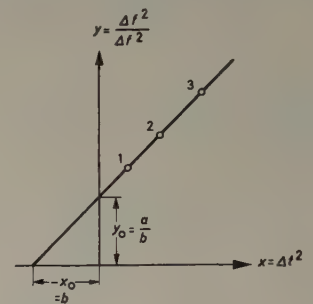


Bild 2. Lineare Abhängigkeit $a \cdot \Delta t^2 / \Delta f^2 - \Delta t^2 = b$

2) Ersetzung durch den Krümmungskreis im Punkt größter Annäherung. Hat der Krümmungskreis den Radius $R_0 \gg r_0$, dann geht in Gl. (2) an Stelle der vollen Geschwindigkeit v_0 nur der Wert $v_0 \cdot \sqrt{(R_0 - r_0)/R_0}$ ein. Der aus der Frequenzkurve unter Annahme einer geradlinigen Bahn ermittelte Geschwindigkeitswert ist also gegenüber der wahren Geschwindigkeit um so kleiner, je größer der Abstand r_0 ist. (Für eine Kreisbahn in 500 km Höhe macht das 3,6% aus.)

Abschließend wird in der Arbeit über die Apparatur berichtet, die beim Institut für Radiotechnik und Elektronik der Akademie der Wissenschaften der UdSSR zum Empfang der Signale des am 4.10.1957 gestarteten ersten Sputnik und zur Auswertung der Dopplereffekt-Beobachtungen benutzt wurde. Dabei wurde der 40-MHz-Sender im ungetasteten Zustand empfangen und die Schwebung mit einer Quarzfrequenz auf Magnetband registriert, zusammen mit den Zeitmarken eines Chronographen. Eine typische Meßreihe ist in Form der Bilder 1 und 2 wiedergegeben; die erhaltenen Meßwerte sind $v_0 = 7740 \text{ m/s}$, $r_0 = 427 \text{ km}$. Als Genauigkeit für beide wird $\pm 3\%$ angegeben, als Streuung für $t_0 \pm (0,2 \dots 0,4) \text{ s}$. Zur Erhöhung der Genauigkeit werden vorgeschlagen: Höhere Frequenz (vgl. die amerikanischen Meßsatelliten mit $f_0 = 108 \text{ MHz}$), gleichzeitige Registrierung zweier Frequenzen zur Ausschaltung des Ionosphären-Einflusses, genauere Zeit-Anbindung und modernere Schaltungen zur Frequenzmessung. Aus der Kenntnis des Bahnverlaufes lassen sich dann weitere Korrekturen nach 1) und 2) anbringen.

MüF

DREHPUL-MESSRELAIS

MINIMAL- UND MAXIMALKONTAKTE VON AUSSEN EINSTELLBAR.

ANSPRECHEMPFINDLICHKEIT 0,02 μW

SCHALTRELAIS

IN DEN VERSCHIEDENSTEN AUSFÜHRUNGEN DIE AUCH ALS STECKRELAIS GELIEFERT WERDEN.

VERLANGEN SIE UNSERE DRUCKSCHRIFTEN!

ELECTRONEST
G.M.B.H.

OTTENHAUSEN-SAARBRÜCKEN · TEL. 43095



4-Watt-Transistorverstärker „ELA V 630“

Dieser tragbare, batteriegespeiste Transistorverstärker (*Telefunken*) ist zusammen mit einem Mikrofon (vorzugsweise einem geräuschkompensierten Tauchspulmikrofon) und einem Hornlautsprecher vor allem für Ruf- und Kommando zwecke bestimmt. Im Freien erreicht man mit ihm je nach Lautsprechertyp bei 74 phon Lautstärke etwa 60...150 m Reichweite. Der Verstärker besteht schaltungsmäßig aus einer regelbaren Vorstufe (Eingangsscheinwiderstand etwa 600 Ω), einer Phasenumkehr- und einer Treiberstufe sowie einer Gegentakt-B-Endstufe, die etwa 4 W Ausgangsleistung abgibt. Zur Stromversorgung dienen vier Monozellen zu je 1,5 V, denen bei Vollaussteuerung etwa 1 A entnommen wird; während der Modulationspausen sinkt die Stromentnahme auf etwa 0,1 A, so daß sich eine verhältnismäßig hohe Betriebsstundenzahl für einen Batteriesatz ergibt.

ELRU-Information 544

Dämmerungsschalter

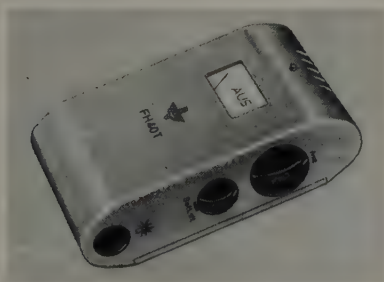
Für die helligkeitsabhängige Steuerung von Beleuchtungsanlagen aller Art, z.B. in Fabrik- und Büroräumen, Straßen und Unterführungen, Schaufenstern, Lichtreklamen, Treppenhäusern Signalanlagen usw. hat die *Elesta AG* eine Reihe von Dämmerungsschaltern herausgebracht, die hinsichtlich Aufbau und technischem Aufwand dem jeweiligen Anwendungszweck angepaßt sind.

Das Kleinmodell „DS 20“ in wetterfestem Gehäuse eignet sich besonders zur Steuerung der Beleuchtung von Schaufenstern, Lichtreklamen, Innenräumen und Außenbeleuchtungen aller Art. Das größere Modell „DS 12“ mit eingebauter Stabilisierung gegen Netzspannungsschwankungen ist besonders für solche Fälle geeignet, wo höchste Anforderungen an Schaltkonstanz und Lebensdauer gestellt werden. Die hohe Betriebssicherheit ist durch die Kombination einer Hochvakuum-Photozelle in Kombination mit *Elesta*-Kaltkathodenröhren gewährleistet. Eine Verzögerungsschaltung verhindert eine Beeinflussung des Dämmerungsschalters durch kurzzeitige Änderungen (z.B. Blitze oder Autoscheinwerfer). Die Ansprechhelligkeit ist mittels Blende von etwa 2 Lux aufwärts einstellbar. Die Schaltleistung ist 220 V, 6 A (für Glühlampen) oder 2 A (für Fluoreszenzröhren). Speziell für die Steuerung der öffentlichen Beleuchtung und anderer größerer Außenbeleuchtungsanlagen ist das Modell „DS 11B“ bestimmt, das eine automatische Umschaltung zur Erhöhung der Empfindlichkeit am Morgen enthält.

ELRU-Information 545

Strahlungsüberwachungsgerät „FH 40 T“

Mit diesem Gerät zur Messung von Gamma- und zum Nachweis von Beta-Strahlung bringt *Frieske & Hoepfner* eine interessante Neuentwicklung auf den Markt. Das handliche und leicht mitzuführende Gerät ist ausschließlich mit Transistoren bestückt und zeichnet sich durch den ungewöhnlich großen Meßbereich von 0,05 mr/h...50 r/h (6 Dekaden) aus. Ein neuartiger Bereichumschalter ermöglicht auch dem Laien bequemes und eindeutiges Ablesen der Skala. Das in einem Transportkasten zu-

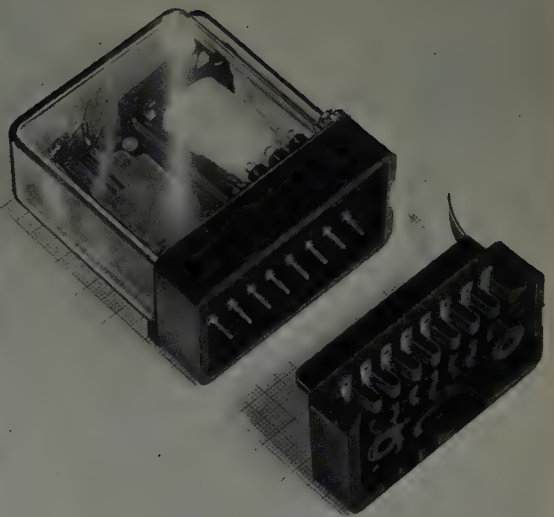


sammengefaßte umfangreiche Zubehör gestattet vielseitige Anwendungen des Gerätes, wie beispielsweise Dosisleistungsmessung in der Nähe von Röntgenanlagen und radioaktiven Stoffen, Feststellung von radioaktiven Verunreinigungen, Dichtigkeitsprüfung von Verpackungsgefäßen für radioaktive Stoffe, orientierende Messungen mit radioaktiven Stoffen bei der Tracer-Technik sowie die Strahlungsmessung bei Demonstrationen und ist dadurch zur Übung und Ausbildung in der Strahlenschutztechnik sehr geeignet. Das Gerät arbeitet je nach Meßbereich mit dem Niederdosis-Zählrohr FHZ 76 oder mit dem Hochdosis-Zählrohr FHZ 74.

ELRU-Information 546

Modulationskennlinienschreiber „MKS 285“

Zum Abgleich und zur Prüfung von Frequenzmodulatoren im Bereich 30...40 MHz haben die *Rafena Werke* diesen Modulationskennlinienschreiber entwickelt. Der Eingangsverstärker benötigt ≥ 200 mV Eingangsspannung an 70 Ω und hat eine Bandbreite von 1,1 MHz bei 10,5 MHz ZF. Für 100 kHz Hub ist die Steilheitstoleranz des Diskriminators



Ein Kleinrelais mit vielen Vorteilen...

- Gleich- und Wechselstrom-Erregung
 - große Ansprechempfindlichkeit (ca. 20 mW bei 1 A Schaltleistung)
 - hohe Schaltleistung (bis 10 A)
 - erschütterungssicher und lageunabhängig durch Springkontakte
 - leicht auswechselbar durch Steckverbindung
 - Bestückung bis zu 3 Umschalter
 - Steckgehäuse mit glasklarer Kunststoffhaube.
- Suchen sie so ein Relais nicht schon lange?
Bitte schreiben Sie uns, wir stehen Ihnen mit Auskünften gerne zur Verfügung.



Hersteller:
OTTO RAMSTETTER
Fabrik elektrotechnischer Apparate
München 50



Generalvertrieb:
MOTOCO GMBH
Abteilung elektrotechnische Bauelemente und Geräte
Stuttgart O
Neckarstraße 63

Generalvertretung für Österreich:
Udo Degischer & Co. GmbH Wien XVI
Gablenzgasse 12

LEHFELDT

Ultraschall-Reinigung



Machen Sie sich unsere
Spezialerfahrungen
auf diesem neuen und
vielseitigen Gebiet zu Nutze!

Dr. Lehfeldt & Co. Heppenheim a. d. B.

Stromversorgung

Elektronisch stabilisierte Netzgeräte
Spannungen: 0,5 Volt – 4 KV
Konstanz: bis 5×10^{-3} Null / Vollast

Servo stabilisierte Netzgeräte
Spannungen: 220 V / 380 V
Leistungen: bis 1200 KVA
Konstanz: $0,5 \times 10^{-2}$ Δ Vollast $\pm 10\%$

Magnetisch stabilisierte Geräte
Spannungen: 220 V / 380 V oder nach Wahl
Leistungen: bis 1 KVA
Konstanz: $0,5 \times 10^{-2}$ $\frac{1}{2}$ Last / Vollast

Kurvenentzerrte Geräte bis 250 VA



PAUL HERRMANN

Ingenieurbüro und Funktechnische Werkstatt

BERLIN - WILMERSDORF

Hohenzollerndamm 174/77

Telefon 87 36 47

$\leq 2\%$. Der Modulator ist im Frequenzbereich 40...50 MHz abstimbar und der Frequenzhub zwischen 0 und 500 kHz regelbar. Der Meßverstärker (Bandmittelfrequenz 100 kHz, Bandbreite 30 kHz) benötigt für 30 mm Bildhöhe etwa 6 mV. Der Anzeigeteil hat als Verzerrungsmesser die Meßbereiche $50\% \pm 5\%$, $10\% \pm 5\%$, $1\% \pm 10\%$, der Frequenzhubmesser die Meßbereiche 2,5 MHz $\pm 5\%$, 0,5 MHz $\pm 5\%$ und 50 kHz $\pm 10\%$. In der Meßstellung „Frequenzhub — Phase“ ist es möglich, durch Miniumabgleich den Frequenzhub beider Modulatoren in Ueber-einstimmung zu bringen. Wird die Eigenmodulation auf Null geregelt, kann der Frequenzhub des Prüflings gemessen werden. In der Meßstellung „Verzerrung“ wird der Modulationsgrad der Frequenz 100 kHz angezeigt, der der Steilheitstoleranz der Kennlinie des Prüflings entspricht.

ELRU-Information 547

Terzfilteranalysator „2110“

Für eine schnelle und genaue Terzanalyse, wie sie besonders bei Geräusch- und Schwingungsmessungen erforderlich ist, hat Brüel & Kjaer (Deutsche Vertretung: R. Kühl) diesen Terzfilteranalysator herausgebracht, der darüber hinaus wegen seiner echten Effektivwertanzeige auch als hochempfindliches Röhrenvoltmeter sowie zur Bestimmung von Klirrfaktoren gut verwendbar ist. Der Analysierbereich 35 Hz...35 kHz ist in 30 Stufen zu je $\frac{1}{3}$ Oktave aufgeteilt. Mit Hilfe des Zusatzfilters „1619“ kann ab 14 Hz analysiert werden. Die Seitendämpfung der dreikreisigen Bandfilter ist 52 dB/Oktave. In Verbindung mit dem Pegelschreiber „2304“ kann ein Frequenzspektrogramm vollautomatisch auf vorgedrucktem, geeichtem Registrierpapier innerhalb 20 Sekunden aufgezeichnet werden. Ein wesentlicher Vorzug des Analysators ist seine umschaltbare Anzeigecharakteristik (Spitzen-, Effektiv- oder arithmetischer Mittelwert). In Stellung „linear“ arbeitet das Gerät als Verstärker oder Röhrenvoltmeter im Frequenzbereich 2 Hz...35 kHz. Beim Messen von tiefen Frequenzen ist die Dämpfung des Anzeigeinstrumentes einstellbar.

ELRU-Information 548

Frequenzgang-Meßeinrichtung

Diese Frequenzgang-Meßeinrichtung der AEG dient der experimentellen Aufnahme des Frequenzganges von elektrischen und mechanischen Übertragungsgliedern, deren Ausgangsgrößen sich in elektrische Spannungen umsetzen lassen. Die Messung des Übertragungsmaßes erfolgt dabei in Abhängigkeit von der Frequenz nach Betrag und Phase und in polarer Darstellung. Der Anwendungsbereich erstreckt sich auf die gesamte Regelungstechnik und demzufolge ist der Frequenzbereich den von der Regelungstechnik gestellten Forderungen angepaßt (0,005...65 Hz). Das Meßprinzip ist ein Kompensationsverfahren. Als Speisespannung für den Prüfling sind 0...300 V, als Speisestrom max. 400 mA zulässig. Die Meßgenauigkeit bei Phasenwinkelmessungen ($\arccos G$) ist $\Delta\varphi = \pm 0,5^\circ$, für die Betragsmessung ($|G|$) $\Delta G/G = \pm 0,02$.

ELRU-Information 549

Tantalkondensatoren

Die Schweizer Firma für Elektronik Chimel S.A. hat eine Reihe von Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten angekündigt, die Kapazitäten bis zu 400 μ F bei 6 V, 220 μ F bei 10 V, 150 μ F bei 15 V, 100 μ F bei 20 V und 22 μ F bei 35 V umfaßt.

ELRU-Information 550

Image Orthicon P 822

Unter obiger Typenbezeichnung hat English Electric Valve Co. Ltd. eine neue Ausführung des $4\frac{1}{2}$ " Image Orthicon herausgebracht. Die neue Röhre hat eine höhere Target-Kapazität als die P811 und entspricht damit mehr den von Theile diskutierten Anforderungen. Diese Röhre ist besonders für Verwendung in Studio-Kameras geeignet. Die BBC hat sie bereits in ihren Riverside Studios eingeführt, und auch die ITA bedient sich dieser Röhre in zunehmendem Maße.

ELRU-Information 551

Klystron-Sender „50 T“

Speziell für Anwendungen bei den neuen Radaranlagen großer Reichweite hat Levinthal Electronic Products, Inc. einen hochstabilen Klystron-Sender entwickelt, der das Eimac-Klystron X590 verwendet und im Frequenzbereich 225...400 MHz 18 kW Dauerstrichleistung oder 50 kW Spitzenleistung bei einem Tastverhältnis von 0,4 abgibt.

ELRU-Information 552

UKW-Klein-Meldeempfänger

Zur Überwachung des Funkverkehrs, zur Sammel- und Einzelalarmierung von Einsatzgruppen, zum Empfang von Befehlen und Informationen für Außenposten ist dieser von Standard Elektrik Lorenz herausgebrachte „UKW-Klein-Meldeempfänger“ bestimmt, der das Abhören der 50 Oberbandkanäle des UKW-Funks im 4-m-Bereich gestattet und dessen Kanalfrequenz kontinuierlich einstellbar ist. Als Antenne ist eine Teleskop-Stabantenne eingebaut, jedoch lassen sich auch 60-Ohm-Koaxialkabel oder 240-Ohm-Bandkabel (symmetrisch) anschließen. Für 20 dB Rauschabstand ist die Empfindlichkeit $\leq 1,5$ mV, der Klirrfaktor bei 10,5 kHz Hub und 1000 Hz Modulationsfrequenz $< 10\%$ und der Brummabstand > 40 dB. Eine einstellbare Rauschperre dient der Rauschkompensation. Der Anrufteil läßt sich auf die Ruffrequenzen 920, 1100, 1385, 1750 und 2135 Hz umschalten.

ELRU-Information 553

Kurse für Analogrechner der Beckman Instruments

In ihrem Münchener Werk führt die *Beckman Instruments GmbH* laufend Lehr- und Informationskurse durch. Das umfangreiche Programm dieser Kurstage sieht u.a. vor: Einführung in das Prinzip des Analogrechners, Bauteile, Bedienung und spezielle Funktionen der elektronischen Analog-Rechenmaschine Modell „EASE 1100“. Die vielen Einsatzmöglichkeiten und die optimale Nutzung des Gerätes werden aufgezeigt. Es ist geeignet für Behandlung von physikalisch-technischen Problemen, z.B. für Regelsysteme, lineare und nichtlineare Differentialgleichungen sowie variable, empirische Funktionen bei einer Komponentengenauigkeit von 0,01%. Hauptanwendungsgebiete sind Regeltechnik, chemische Verfahrenstechnik, Steuerungsprobleme im Flugzeugbau, Federung von Kraftfahrzeugen und nicht zuletzt chemische Reaktionskinetik. Das elektronische Analog-Rechenzentrum steht übrigens allen Interessenten zur Lösung ihrer Probleme offen.

Neues TeKaDe-Werk

Im November konnte die *Süddeutsche Telefon-Apparate-, Kabel- und Drahtwerke AG TeKaDe Nürnberg* das Richtfest ihrer Werkhalle feiern, die den ersten Bauabschnitt des neuen Kabelwerkes in Nürnberg-Langwasser darstellt. In der verhältnismäßig kurzen Zeit von neun Monaten wurde der eindrucksvolle Neubau von 240×125 m auf einem verkehrstechnisch sehr günstig gelegenen Gelände von etwa 140 000 qm errichtet, das nicht nur für die Kabelfabrik, sondern auch für die anderen Fertigungszweige der *TeKaDe*, nämlich dem Apparate- und Halbleiterbau, genügend Erweiterungsmöglichkeiten bietet.

Siemens-Reaktor in München-Garching

Die *Siemens-Schuckertwerke AG* erstellen als Hilfsmittel für ihre Arbeiten zur Kraftwerksreaktor-Entwicklung neben dem großen Forschungsreaktor der TH in München-Garching einen kleinen eigenen Reaktor von 100 W Wärmeleistung. Bei dem Reaktor handelt es sich um eine eigene Umkonstruktion des in Amerika gebauten, für Entwicklungsaufgaben besonders geeigneten Argonaut-Reaktors. Die geringe Wärmeleistung des Reaktors bewirkt, daß keine nennenswerte Radioaktivität beim Betrieb dieses Reaktors entsteht, was seine Handhabung wesentlich erleichtert. Für den *Siemens-Argonaut* wird nördlich des großen Garchinger Reaktors eine eigene Halle mit zugehörigen Laboratorien errichtet. Der Reaktor selbst wird von *Siemens* aus rein deutschen Komponenten gebaut und soll in der ersten Hälfte des Jahres 1959 in Betrieb genommen werden.

Tantal-Kondensatoren in Subminiaturausführung

Eine neue Reihe mit 20 Typen von Tantal-Kondensatoren in Subminiaturausführung brachte *Fansteel Corp.* heraus. Es sind Kapazitäten zwischen 1 und 70 μF mit Abmessungen von nur $4,4 \times 6,3$ mm bis $7,2 \times 17,6$ mm lieferbar.

Neue Breitband-Pentode D 3a

Für die Verstärkung sehr breiter Frequenzbänder in Trägerfrequenzsystemen und für Zwischenfrequenzverstärker in Richtfunkanlagen wurde von *Lorenz, Siemens* und *Valvo* die neue Breitband-Pentode D3a in Novaltechnik entwickelt. Mit einem Bandbreitenmaß von 230 MHz im Betriebszustand (d.h. einem entsprechend hohen *S/C*-Verhältnis) und weiteren günstigen elektrischen Eigenschaften ist die neue Röhre auch für Meßgeräte gut geeignet. Die D3a wurde bei *Valvo* in die Gelbe Reihe der Farbserie aufgenommen. Sie zeichnet sich u.a. durch hohe Zuverlässigkeit, lange Lebensdauer, enge Toleranzen und Zwischenschichtfreiheit der Kathode aus.

Hochkonstante Stabilisierungseinrichtungen für Forschungsmagnete

Im Auftrag eines westdeutschen Forschungsinstitutes hat die Firma *Wandel u. Götzmann* eine Gleichstrom-Stabilisierungs-Anlage für Forschungsmagnete entwickelt. Für die Umlenkmagnete an Teilchenbeschleunigern in kernphysikalischen Instituten benötigt man einen konstanten Strom, der vollkommen stoßfrei stabilisiert sein muß. Die Firma liefert in Baugruppenteknik einen elektronischen Feldregler und ein Spannungsnormalelement, die zusammen mit einem geregelten Motorgenerator und weiteren Bedienungsteilen zu einer kompletten Anlage zusammengestellt werden können. An einem Meßwiderstand wird eine dem Magnetstrom proportionale Spannung abgegriffen und mit dem Spannungsnormalelement verglichen. Die Differenzspannung wird im Feldregler verstärkt und steuert auf diese

Kontakteinrichtungen für elektronische Apparate und Maschinen



TUCHEL-KONTAKT
Heilbronn/Nekar
Tel. 2389 + 5890
Telex 0728/816

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKODEN FÜR SCHNELLZÄHLEINRICHTUNGEN UND ANDERE ANWENDUNGEN
KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWELLSZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN



VONA

GEHR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS
FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 041 1298



ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

Neuerscheinung!



FUNDAMENTE DER ELEKTRONIK

EINZELTEILE • BAUSTEINE
SCHALTUNGEN

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE

In diesem Werk finden alle, die sich aus beruflicher Notwendigkeit oder aus Interesse an der Elektronik mit diesem Zweig moderner Technik beschäftigen wollen, eine fachlich einwandfreie, gründliche und doch leichtverständliche Einführung in die Elektronik. In logischem Aufbau werden aus den Einzelteilen die grundsätzlichen Schaltungen und aus ihnen wieder die Bausteine und Anlagen entwickelt.

Das Buch wendet sich sowohl an Ingenieure, Techniker und Meister der Elektrotechnik und des Maschinenbaues als auch an die Facharbeiter aus Industrie und Handwerk, die mit der Wartung elektronischer Anlagen und Geräte beauftragt werden.

INHALT

Übersicht

Elektronenröhren

Dioden, Zweipolröhren
Diodenschaltungen
Trioden, Dreipolröhren
Triodenschaltungen
Mehrgitterröhren
Schaltungen
mit Mehrgitterröhren
Indikatorröhren
Katodenstrahlröhren
Oszillograf
Katodenstrahlzählröhren

Ionenröhren

Glimmröhren
Glimmröhrenschaltungen
Gasdioden
Gasgleichrichterschaltungen
Thyratron (Stromlor)
Thyratronschaltungen
Ignitron
Ignitronschaltungen
Relaisröhren
Relaisröhrenschaltungen
Geiger-Müller-Zählrohre
Anwendung
der Geiger-Müller-Zählrohre

Halbleiter

und andere Bauteile

Halbleitergleichrichter
Trockengleichrichterschaltungen
Transistoren
Transistoren i. d. Elektronik

Photoelemente

und Photowiderstände
Schaltungen
mit Photoelementen
Photozellen
Photozellenschaltungen
Sekundärelektronen-Röhren
Schaltung
der Sekundärelektronen-Vervielfacher
Heißleiter, HDK-Material
und Ferrite
Schaltungen
mit Sonderbauteilen
Magnetische Verstärker
Schaltung und Anwendung
magnetischer Verstärker

Elektronische Verfahren und Bausteine

Steuern und Regeln
Geber, Fühler, Wandler
Zeitmessung und Zeitschalter
Dehnungsmeßstreifen
Elektronische Motorsteuerung
Induktive Erwärmung
Kapazitive Erwärmung
Ultraschall
Lichtblitz-Stroboskopie
Elektronisch zählen
Elektronisch rechnen
Medizinische Elektronik
Sonderprobleme

Schrifttum

Sachwörter

220 Seiten • 431 Abbildungen • 10 Tabellen • Ganzleinen 18,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde

Weise die Erregerwicklung des Gleichstromgenerators. Die träge Masse der rotierenden Teile fängt selbst die heftigsten Netzspannungsschöße auf. Die Anlagen sind für Nennleistungen von 2 bis 5 kW lieferbar. Der Magnetstrom ist von 10% bis 100% einstellbar, seine Langzeitkonstanz ist besser als 0,1%. Das Spannungsnormal ist auch als elektronisches Normalelement mit einer zulässigen Stromentnahme von 2 mA verwendbar. Der elektronische Feldregler kann für kleinere Leistungen auch direkt zur Gleichstrom- oder Gleichspannungsstabilisierung eingesetzt werden, da der direkt entnehmbare maximale Strom 0,75 A ist.

NEUE BÜCHER

Der lichtelektrische Effekt und seine Anwendungen

Von H. Simon und R. Suhrmann unter Mitwirkung von K. W. Böer, F. Eckart und W. Leo. Zweite, vollkommen neu bearbeitete Auflage des Buches „Lichtelektrische Zellen und ihre Anwendung“. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1958, Springer-Verlag. 747 S. m. 599 B. Preis in Ganzl. geb. 97,50 DM.

Das mit großer Sorgfalt geschriebene Werk hat gegenüber der vor über 20 Jahren erschienenen Auflage des Ursprungsbuches eine völlige Umarbeitung erfahren. Da die Entwicklung auf dem Gebiet des inneren Photoeffektes noch im vollen Fluß ist, schien es den Herausgebern dabei zweckmäßig, auf diesem Gebiet die mehr prinzipiellen Zusammenhänge zu behandeln. Auf dem Gebiet des inneren Photoeffektes wird ein Überblick gegeben, der nicht nur für das Verständnis des Aufbaues und des Verhaltens der Photokathoden, sondern auch u.a. zum Studium des elektronischen Verhaltens von Festkörper-Oberflächen sehr dienlich sein dürfte. Der Herstellung und der Verwendung der Photozellen sind ausführliche Abschnitte gewidmet, wie schon aus der Gliederung des auch im Druck sehr einwandfreien Buches hervorgeht. Die Hauptabschnitte sind: Gesetzmäßigkeiten des äußeren lichtelektrischen Effektes; Innere lichtelektrische Effekte; Herstellung von Photozellen mit äußerem Effekt; Konstruktion und Herstellung von Photowiderständen und Photoelementen (Halbleitern); Sekundärelektronen-Verstärkung; Methoden und Apparate bei lichtelektrischen Messungen; Anwendungen der Photozelle in der Photometrie; Anwendung der Photozelle im elektronenoptischen Bildwandler und Röntgenbildverstärker; Die Photozelle in der Fernsehtechnik; Besondere Anwendungsgebiete des Sekundärelektronen-Vervielfachers in Verbindung mit dem Photoeffekt; Besondere Anwendungsgebiete der Photozelle.

Fern- und Summenfern-zählung

Von F. Kuhn. Karlsruhe 1957, Verlag Gustav Braun. IX, 216 S. m. 122 B. Preis in Ganzl. geb. 32,— DM.

Im Zuge der Tendenz zur Fernsteuerung, Fernregelung und Automatisierung ist die nach dem Stromimpuls-Verfahren arbeitende Fern- und Summenfern-zählung über den Anwendungsbereich in der Elektrizitätsversorgung hinaus in zahlreiche weitere Gebiete eingedrungen. Da sich dieses Verfahren besonders zur fortlaufenden Summierung der Angaben mehrerer Zähler und zur einwandfreien Messung der mittleren Summenleistungen und ihrer Maxima eignet, wird es mit Vorteil beispielsweise auch überall dort benutzt, wo Durchflußmengen und -leistungen zu messen und zu summieren sind. Da die mittlere Impulshäufigkeit ein Maßstab für die Leistung ist, ist auch das Messen von Augenblickswerten möglich. Zum schnellen Auswerten einer Vielzahl von Angaben stehen heute auch automatisch arbeitende Auswerteinrichtungen zur Verfügung. Das gut ausgestattete Buch von Kuhn ist deshalb von aktuellem Interesse. Es gibt nach einleitenden Betrachtungen über Verfahren der Fern- und Summenfern-zählung, über Stromquellen und Mittel für die Impulsübertragung einen guten Überblick über Aufbau und Wirkungsweise der Kontaktgeberzähler und der Zählgeräte und erörtert auch den Einfluß der Impulsspeicherung auf die Fernzählung.

Frequency Modulation

Von L. B. Arguimbau und R. D. Stuart. 96 S. mit 58 B. 10,5 × 17 cm. Preis in Ganzl. geb. 8s 6d.

Die Frequenzmodulation ist heute neben der Amplitudenmodulation das am meisten verwendete Modulationsverfahren. In dieser Monographie haben die Verfasser die Frequenzmodulation als System umfassend, aber in zugleich knapper Formulierung dargestellt, so daß dieses Buch für den Ingenieur ebenso wie für den Studierenden zu empfehlen ist. Um die sinnvollen Anwendungsgrenzen der Frequenzmodulation erkennen zu können, steht an der Spitze des Werkes eine theoretische, aber nicht allzu mathematische Darstellung. An Hand von zahlreichen Beispielen werden die beim Sender und beim Empfänger auftretenden Fragen diskutiert. Ein besonderes Kapitel ist den möglichen Störungen sowie den Mitteln zu deren Vermeidung gewidmet.

Rö.



enthält in den Dezemberheften u.a. folgende Beiträge:

1. Dezemberheft 1958 (23)

- Zur Förderung des Ingenieur-Studiums
Stabilisierungsschaltungen für die Horizontal-Endstufe von Fernsehempfängern
- Drehmelder und ihre Anwendungen (4)
- Hinweise für die Aufstellung von Stereo-Anlagen in Wohnräumen und ihre technische Kontrolle
- Einfacher Stereo-Zusatzverstärker mit 5 Watt Ausgangsleistung
Amateursuper »Torodyn« für 10...80 m
- Zur Dimensionierung elektronisch stabilisierter Netzgeräte
Grundlagen und Praxis der Strahlungsmeßtechnik (1)

2. Dezemberheft 1958 (24)

- Fernwirktechnik in Stromversorgungsanlagen
Filter und Frequenzweichen für Antennen
- Drehmelder und ihre Anwendungen (5)
- Stabilisierungsschaltungen für die Horizontal-Endstufe von Fernsehempfängern
Stereo auf 20 m²
- Der Cerenkow-Effekt
- Gedämpfte Schwingungen und ihre praktische Anwendung
Die große nachrichtentechnische Geräteschau in Ulm

FT-Kurznachrichten · Von Sendern und Frequenzen · FT-Zeitschriften-
dienst · FT-Werkstattwinke

Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

deutscher Übersetzung heraus, die u.a. über den Variac-Regeltransformator „W20“ sowie über das geregelte Netzgerät „1201-B“ berichtet.

ELRU-Information 534

Nickel-Informationsbüro Nickel-Berichte, Nr. 8/58

Für die an der Verwendung von Nickel und Nickel-Legierungen interessierten Techniker und Ingenieure bringt dieses Heft auf über 50 Seiten Schrifttumsauszüge sowie einen Beitrag über „Werkstoffausrüstung neuzeitlicher Erdölraffinerien“.

ELRU-Information 535

Novotechnik Preisliste 6510

Eine Zusammenstellung der neuesten Preise, die teilweise erheblich herabgesetzt werden konnten, enthält diese neue 8seitige Preisliste über Potentiometer usw.

ELRU-Information 536

Remington Rand Die Lochkarte, Nr. 175

Aus dieser Ausgabe interessieren den Ingenieur besonders die Beiträge „Der Remington Rand-Zeichenlocher Typ 5020/5040“ sowie Ausführungen zum Problem der verläßlichen langfristigen Wettervorhersage unter Einsatz elektronischer Rechenanlagen. Als interessantes Anwendungsbeispiel wird die Rationali-

sierung der Verwaltung einer Genossenschaft behandelt.

ELRU-Information 537

Standard Elektrik Lorenz Spaltpol-Asynchronmotoren

Die zweipoligen selbstanlaufenden Asynchronmotoren der Baureihe „EM 28“ für den Anschluß an Einphasen-Wechselspannungsnetze eignen sich wegen ihrer kreisrunden Form besonders für Ventilatoren und Heizlüfter, aber auch für Kleingetriebe, Kleinpumpen usw. Für diese Anwendungsbereiche wirkt sich die elastische Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie besonders vorteilhaft aus, da sich auch bei herabgesetzter Drehzahl ein einwandfreier, stabiler Arbeitspunkt ergibt. Die Motoren zeichnen sich durch großes Anzugsmoment sowie geräuscharmen, rundfunk- und fernsehstörungsfreien Lauf aus. Die „Technischen Mitteilungen für die Industrie“ Nr. 66 unterrichten über Aufbau, technische Daten und Kennlinien und enthalten gleichfalls Maßzeichnungen. ELRU-Information 538

TeKaDe TeKaDe-Mitteilungen, Nr. 8/58

Die Beitragsreihe „Physik und Fertigungstechnik des Kupferoxydul-Gleichrichters“ wird in dieser Ausgabe abgeschlossen. Weitere Beiträge behandeln die Frage der Gefährdung von Kunststoffkabeln durch Ratten-

fraß, die „Leitungsgebundenen Industriefunkanlagen“ und geben einen Erfahrungsbericht über die Bewährung der TeKaDe-Fernsehanlage auf der Weltausstellung in Brüssel.

ELRU-Information 539

Telefunken Hohlleiter für 4000 MHz

Die Druckschrift AW 57401 unterrichtet über Hohlleiter-Bauteile für das 4000-MHz-Band und enthält die Maßbilder für Anschlußflansche. Bezüglich des Reflexionsfaktors sind die Hohlleiter-Bauteile in die Klassen A und B unterteilt. Klasse A entspricht der normalen Fertigung, während in Klasse B ausgesuchte Hohlleiter-Bauteile sind, die beispielsweise für reine Meßleitungen besonders zu empfehlen sind.

ELRU-Information 540

Meßgeräte für Peilplatz-Auswahl

Bei der Auswahl des peiltechnisch günstigsten Aufstellungsplatzes im Gelände müssen die Bodenleitfähigkeit, die Homogenität des Erdbodens, die Wegablenkung und der Entrübbungsbedarf für alle Peilazimute gemessen werden. Für diese Vermessungsaufgaben liefert Telefunken die notwendigen Meßgeräte: Erdwiderstandsmesser „JTS“, Bodenwellenpeiler „P 100“, Richtgerät „FBT“ und den tragbaren Peilplatz-Vermessungssender „S 238“. Über diese Geräte unterrichtet in Kurzform

das Informationsblatt IB 139.
ELRU-Information 541

Valvo Spezialröhre E 80 CF

Die Rote Reihe der Valvo-Farbserie ist durch diese Neuentwicklung ergänzt worden. Die E 80 CF ist eine Triode-Pentode mit getrennten Katoden, deren Daten und Sockelschaltung der ECF 80 entsprechen. Sie ist eine auch für intermittierenden Betrieb geeignete Mehrzweckröhre, deren Pentodenteil beispielsweise für Mischstufen, HF- und NF-Verstärker und deren Triodenteil für Oszillatorstufen bis 300 MHz sowie für Multivibrator- und Sperrschwingerschaltungen geeignet ist.

ELRU-Information 542

Photovervielfacher

Nachdem vor zwei Jahren der 50 AVP als Prototyp eines Photovervielfachers erschien, hat Valvo begonnen, ein vollständiges Programm hochwertiger Photovervielfacher für Szintillationszähler und sehr empfindliche Lichtmeßeinrichtungen aufzubauen. Die nachstehend genannten Typen, die durch verschiedene Katodendurchmesser und Spektralbereiche sowie durch entsprechend gewählte elektrische Daten den verschiedenen Anwendungszwecken angepaßt sind, sind lieferbar: 52 AVP, 53 AVP, 54 AVP, 55 AVP, 150 AVP, 51 UVP, 53 UVP. Weitere Typen befinden sich in Vorbereitung.

ELRU-Information 543

